Ecole Centrale des Arts et Métiers

# E.C.A.M.

## CONSTRUCTIONS ELECTRIQUES

### LE TRANSFORMATEUR DE PUISSANCE

4e ANNÉE

1963

Prof. : E. MEYER

# LE TRANSFORMATEUR DE PUISSANCE

CHAPITRE I :

1. Relations fondamentales
2. Relation entre la puissance apparente et les dimensions
3. Relation entre la puissance apparente et le rendement
4. Relation entre les pertes dans le cuivre et les pertes dans le noyau magnétique
5. Chute de tension ohmique et selfique
6. Détermination du circuit équivalent. Calcul de la self de fuite
7. Calcul des efforts électrodynamiques
8. Principaux types d'enroulement

CHAPITRE II :

1. Calcul des pertes et du courant à vide
2. Théorie de l'échauffement et du refroidissement

CHAPITRE III :

1. Constitution du circuit magnétique
2. Traitement des enroulements
3. Isolement

CHAPITRE IV :

Projet de transformateur

# CHAPITRE I

## RELATIONS FONDAMENTALES

### AVANT-PROPOS

Les notes qui suivent ont été fréquemment influencées par le cours de mon prédécesseur Monsieur Maon auquel je tiens à rendre hommage. Toutefois, il sera fait usage du système M.K.S. au lieu du système C.G.S.

Afin de ne pas lasser le lecteur par des développements technologiques de grande étendue, la description du transformateur est exposée au fur et à mesure de l'exposé mathématique. Le lecteur saisira sur le champ le bien fondé des particularités de construction.

### 1. RELATIONS FONDAMENTALES :

#### a) Notations

Toutes les grandeurs relatives au circuit primaire seront affectées de l'indice 1, les grandeurs correspondantes relatives au circuit secondaire seront désignées par les mêmes lettres affectées de l'indice 2.

On désignera par :

U et I la tension et le courant d'une phase

J la densité de courant (A/mm$^2$)

s la section d'un conducteur (composé éventuellement de plusieurs fils en parallèle) en mm$^2$

N le nombre de spires

$\lambda$ la longueur d'une partie du circuit magnétique mesurée dans le sens des lignes de force

B l'induction dans le noyau en Wébers par m$^2$

S la section du circuit magnétique en m$^2$

$S_n$ la section du noyau en m$^2$

$S_c$ la section de la culasse en m$^2$

1 la longueur moyenne d'une spire en m

$\omega$ la pulsation

<u>Remarque</u> : L'unité de surface de section d'un conducteur est le $mm^2$ par exception au système M.K.S. Cette unité est beaucoup plus pratique que le $m^2$ dans ce cas particulier.

Considérons une spire embrassée par un flux qui varie sinusoïdalement en fonction du temps.

Le flux instantané vaut : $\Phi_i = \Phi_m \sin \omega t$

La force électromotrice induite dans la spire vaut :

$$e_i = - \frac{d\Phi}{dt}$$

Cette force électromotrice varie aussi en fonction du temps :

$$e_i = - \Phi_m \omega \cos \omega t$$

La force électromotrice efficace induite vaut :

$$\frac{\Phi_m}{\sqrt{2}} \omega \text{ volts}$$

On se rappelle que $\omega = 2\pi f$ d'où :

$$e = \frac{2 \pi f}{\sqrt{2}} . \Phi_m \text{ volts} = 4,44 f \Phi_m \text{ volts}$$

Dans les réseaux industriels : $f = 50$

$$e = 222 \Phi_m \text{ volts}$$

Si l'enroulement comporte N spires, la tension efficace induite vaut :

$$E = 222 N \Phi_m \text{ volts} \quad (f = 50)$$

<u>Remarque</u>: Les calculs de transformateurs qui seront établis plus loin ne sont valables que pour les appareils de puissance dépassant 5 kVA fonctionnant sous des tensions alimentées sur des fréquences industrielles (50 ou 60 Hz).

b) Relations principales

La relation : $E = 222 N \Phi_m$ volts

peut être transformée de façon à faire apparaître des éléments de construction de l'appareil.

$$\Phi_m = B_n S_n$$

Cette relation exprime que le flux maximum $\Phi_m$ est égal à l'induction maximum dans le noyau multipliée par la section de ce dernier.

En pratique, l'induction maximum dans le noyau est comprise entre 1 et 1,8500 Wéber par $m^2$.

Les valeurs les plus couramment utilisées sont comprises entre 1,3 et 1,6 Wéber par $m^2$. Souvent on choisit une section de culasse supérieure à celle du noyau, dans ce cas la section de la culasse vaut 1,3 à 1,5 fois celle du noyau.

L'accroissement de la section de la culasse a pour avantage de réduire les pertes magnétiques dans cette partie de l'appareil, l'accroissement de la section du noyau aboutirait au même résultat mais nécessiterait un allongement des spires donc un accroissement des pertes par effet Joule.

Appelons x le nombre de phases. La puissance apparente du transformateur vaut : $x\ U_1\ I_1$. Négligeons la chute de tension ohmique au primaire : $U_1 = E_1$.

| |
|---|
| LA PUISSANCE APPARENTE VAUT : $x \cdot 4{,}44\ f\ N_1\ B_n\ S_n\ I_1$ |

<u>Remarque</u>:

Cette formule est valable quel que soit le couplage. En triphasé dans le couplage triangle, la puissance apparente vaut:

$3\ U_1\ I_1$ où U et I représentent la tension et le courant d'une phase suivant les notations du début.

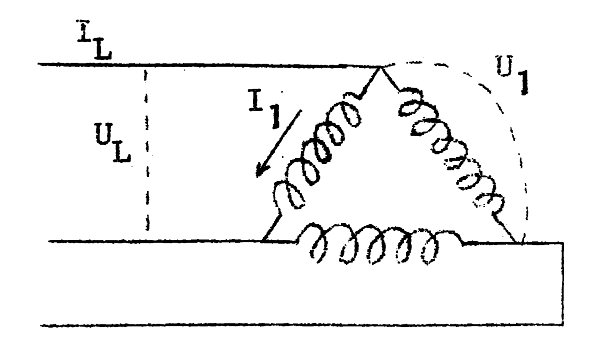



FIGURE 1

Le courant absorbé par l'appareil (figure 1) vaut :

$$I_L = \sqrt{3}\ I_1$$

$U_L$ et $I_L$ représentent la tension du réseau et le courant fourni par le réseau.

La puissance apparente : $3\, U_1\, I_1 = 3\, U_L \dfrac{I_L}{\sqrt{3}} = \sqrt{3}\, U_L . I_L$

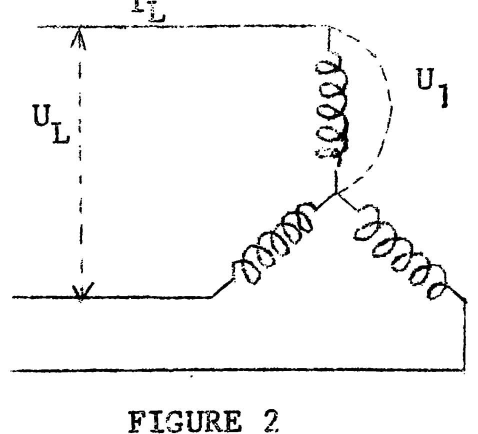



FIGURE 2

Dans le couplage étoile (figure 2) on a :

$$I_L = I_1$$

$$U_L = \sqrt{3}\, U_1$$

$$3\, U_1\, I_1 = 3 \frac{U_L}{\sqrt{3}}\, I_L = \sqrt{3}\, U_L\, I_L$$

Dans les deux cas, on retrouve la formule classique ;

La puissance apparente vaut :

| |
|---|
| $\sqrt{3}$ . tension du réseau . courant du réseau |

## 2. RELATION ENTRE LA PUISSANCE APPARENTE ET LES DIMENSIONS :

Considérons deux transformateurs géométriquement semblables appelons k le rapport de similitude linéaire. Les deux transformateurs ont donc le même nombre de spires au primaire, le même nombre de spires au secondaire, la section de cuivre d'un enroulement vaut $k^2$ fois la section de cuivre de l'enroulement correspondant, les sections de fer dans le noyau et la culasse seront dans le même rapport $k^2$ tandis que les longueurs des noyaux et culasses seront dans le rapport k .

Admettons que les densités de courant soient identiques et que les inductions maxima soient également identiques.

La puissance apparente du premier appareil vaut :

$$x \,.\, 4{,}44\, f\, N_1\, B_n\, S_n\, I_1$$

La puissance apparente du second appareil vaut :

$$x \,.\, 4{,}44\, f\, N_1\, B_n\, S_n'\, I_1'$$

Or : $S_n' = k^2\, S_n$ et $I_1' = k^2\, I_1$

d'où la puissance apparente du second appareil vaut $k^4$ fois celle du premier.

Toutes choses égales d'ailleurs la puissance apparente d'un transformateur est proportionnelle à la quatrième puissance des dimensions linéaires.

Monsieur Arnold (ingénieur en chef à l'A.E.G) a établi au début du siècle que dans les mêmes conditions de similitude le rapport du flux aux ampères-tours du primaire est constant.

En effet, appelons $P_{VA}$ la puissance apparente :

$$P_{VA} = 4{,}44\ f \times N_1\ B_n\ S_n\ I_1$$

Le rapport :

$$\frac{\text{Flux}}{N_1 I_1} = \frac{P_{VA}}{4{,}44\ f \times N_1\ I_1} : N_1\ I_1 = \frac{P_{VA}}{4{,}44\ f \times (N_1\ I_1)^2}$$

Dans un second transformateur géométriquement semblable au précédent l'on aura la relation :

$$\frac{\text{Flux}'}{N_1\ I'_1} = \frac{P'_{VA}}{4{,}44\ f \times (N_1\ I'_1)^2}$$

Or $P'_{VA} = k^4\ P_{VA}$ en vertu du théorème précédent ; de même

$I'_1 = k^2\ I_1$ puisque les sections de cuivre sont semblables et que la densité de courant est constante.

D'où :

$$\frac{\text{Flux}'}{N_1\ I'_1} = \frac{P'_{VA}}{4{,}44\ f \times (N_1\ I'_1)^2} = \frac{k^4\ P_{VA}}{k^4 .\ 4{,}44\ f \times (N_1\ I_1)^2}$$

L'exposé ci-dessus est théorique, car la notion de similitude géométrique appliquée à chaque élément est arbitraire, elle ne correspond pas d'ailleurs à la réalité. En effet, la similitude des sections n'inclut pas le même rapport de similitude pour l'épaisseur des isolants, et donc de la longueur des noyaux, etc ...

Toutefois, l'approximation est suffisante pour permettre d'établir sur cette base un avant-projet d'appareil.

La formule empirique de Korndöfer donne une relation entre le diamètre du noyau en centimètres D et la puissance apparente P en kVA:

$$D = (4{,}6 \text{ à } 4{,}9)\ \sqrt[4]{P_{kVA}}$$

3. RELATION ENTRE LA PUISSANCE APPARENTE ET LE RENDEMENT :

Les pertes par effet Joule valent par phase :

$$\rho.\frac{N_1\ l_1}{s_1}.I_1^2 \quad \text{au primaire}$$

$$\rho.\frac{N_2\ l_2}{s_2}.I_2^2 \quad \text{au secondaire}$$

Si l'appareil comprend x phases, les pertes par effet Joule valent :

$$x\ \rho\ \left(\frac{N_1\ l_1}{s_1}\ I_1^2 + \frac{N_2\ l_2}{s_2}\ I_2^2\right)$$

Les pertes par effet Joule exprimée en % de la puissance apparente valent :

$$100.\ \frac{P_{cu}}{P_{VA}} = \frac{x\ \rho\ \left(\frac{N_1\ l_1}{s_1}\ I_1^2 + \frac{N_2\ l_2}{s_2}\ I_2^2\right)}{x\ .\ 4{,}44\ f\ N_1\ B_n\ S_n\ I_1}\ .\ 100$$

Or le numérateur est fontion du troisième degré (x) des dimensions linéaires tandis que le dénominateur est fonction du quatrième degré des dimensions linéaires.

---

(x) Le numérateur est donction du troisième degré; en effet, $l_1$ est fonction du premier degré, $I_1$ du second degré et $s_1$ également.

La fraction: $\frac{l_1\ I_1^2}{s_1}$ est donc fonction du troisième degré. On verrait semblablement que le dénominateur est fonction du quatrième degré.

Les pertes par effet Joule exprimées en % de la puissance apparente diminuent donc linéairement avec les dimensions qui à leur tour sont liées à la puissance comme exposé ci-dessus. Les pertes par effet Joule diminuent donc en valeur relative lorsque la puissance augmente.

On peut trouver une conclusion similaire pour ce qui concerne les pertes dans le fer.

Les pertes dans le noyau peuvent être exprimées sous la forme :

$7,8 \cdot \sigma_n B_n^2 \lambda_n S_n$ où $\sigma_n$ représente un coefficient.

Les pertes dans la culasse :

$$7,8 \cdot \sigma_c B_c^2 \lambda_c S_c$$

Les pertes totales :

$$7,8 \; (x \, \sigma_n B_n^2 \lambda_n S_n + 2 \, \sigma_c B_c^2 \lambda_c S_c)$$

Le pourcentage des pertes dans le fer en fonction de la puissance apparente vaut :

$$\frac{7,8 \; (x \, \sigma_n B_n^2 \lambda_n S_n + 2 \, \sigma_c B_c^2 \lambda_c S_c)}{x \cdot 4,44 \, f \, N_1 \, B_n \, S_n \, I_1} \cdot 100$$

Le numérateur est donction du troisième degré des dimensions linéaires tandis que le dénominateur est fonction du quatrième degré de ces mêmes dimensions.

Les pertes dans le fer diminuent en valeur relative lorsque la puissance augmente.

Toutes choses égales d'ailleurs (c'est-à-dire pour une même induction, une même densité de courant) le rendement du transformateur sera d'autant plus élevé que l'appareil est plus puissant.

## 4. RELATION ENTRE LES PERTES DANS LE CUIVRE ET LES PERTES DANS LE FER :

a) Considérons deux transformateurs de puissance apparente identique ($P_{VA}$) dont les densités de courant et l'induction dans le noyau sont constantes mais qui diffèrent uniquement par la section du noyau ($S_n' = k^2 S_n$) et par le nombre de spires.

Le rapport entre les pertes dans les conducteurs et la puissance apparente exprimée en % vaut dans chaque cas :

$$100\,\frac{P_{Cu}}{P_{VA}} = \frac{x\,\rho\,(N_1\,l_1\,J_1\,I_1 + N_2\,l_2\,J_2\,I_2)}{x\,.\,4{,}44\,f\,N_1\,B_n\,S_n\,I_1}\,.100$$

$$100\,\frac{P'_{Cu}}{P_{VA}} = \frac{x\,\rho\,(N'_1\,l'_1\,J_1\,I_1 + N'_2\,l'_2\,J_2\,I_2)}{x\,.\,4{,}44\,f\,N_1\,B_n\,S_n\,I_1}\,.100$$

Or $N_1\,I_1 = N_2\,I_2$ $\quad S'_n = k^2\,S_n$ $\quad P'_{VA} = P_{VA}$

$l'_1 = k\,l_1$ , $l'_2 = k\,l_2$ avec $k > 1$

Il vient après simplification :

$$100\,\frac{P_{Cu}}{P_{VA}} = \frac{\rho\,(l_1\,J_1 + l_2\,J_2)}{4{,}44\,f\,B_n\,S_n}\,.100$$

$$\frac{P'_{Cu}}{P_{VA}} = \frac{\rho\,k\,(l_1\,J_1 + l_2\,J_2)}{4{,}44\,f\,B_n\,k^2\,S_n} = \frac{1}{k}\,.\,\frac{P_{Cu}}{P_{VA}}$$

CONCLUSION:

L'accroissement du diamètre du noyau, toutes autres choses égales d'ailleurs, réduit les pertes par effet Joule.

b) Examinons comment les pertes dans le circuit magnétique varieront quand la section du noyau devient $k^2$ fois plus grande, toutes autres choses égales.

Les pertes dans le fer sont proportionnelles au volume du circuit magnétique puisque l'induction est identique dans les deux appareils.

Du fait de l'accroissement de la section du noyau le nombre de spires change ; en effet :

$$e = 4{,}44\,f\,B_n\,S_n$$

d'où :

$$N_1 = \frac{U}{e_1} = \frac{U}{4,44\ f\ B_n\ S_n}$$

$$N'_1 = \frac{U}{e'_1} = \frac{U}{4,44\ f\ B_n\ S'_n} = \frac{N_1}{k^2}$$

Or pour loger les spires du primaire du premier appareil, il a fallu une hauteur $\lambda_n$.

Pour loger les spires du primaire du second appareil, il faudra une hauteur :

$$\frac{\lambda_n}{k^2}$$

Le volume des noyaux vaut : $x\ \lambda_n\ S_n$ et $x\ \lambda'_n\ S'_n$

Or : $x\ \lambda'_n\ S'_n = x\ \frac{\lambda_n}{k^2}\ k^2\ S_n = x\ \lambda_n\ S_n$

Théoriquement, le volume des noyaux reste constant. En fait, il sera un peu plus grand car les parties des noyaux qui dépassent les enroulements sont de hauteur constante.

Mais le volume de la culasse est plus important dans le second appareil. En effet, la section de la culasse du second transformateur est $k^2$ fois plus importante que celle du premier et d'autre part, la longueur de la culasse est plus importante car la distance d'axe en axe des noyaux qui forme un des éléments de la longueur de la culasse croît avec l'augmentation du diamètre des noyaux.

En résumé : le volume du circuit magnétique augmente, <u>les pertes magnétiques augmentent, toutes choses égales d'ailleurs avec l'accroissement de la section du noyau.</u>

CONCLUSION :

| L'accroissement de la section du noyau : |
|---|
| - réduit les pertes par effet Joule |
| - augmente les pertes dans le fer |

Il y a donc une section optimum du noyau.

c) On peut par un raisonnement similaire montrer l'influence de la variation de l'induction dans le noyau.

Considérons deux appareils de puissance apparente identique dans lesquels $S_n$ , $J_1$ , $J_2$ sont constants et pour lesquels $B'_n = k\ B_n$ avec $k > 1$

L'on a pour chaque appareil les pertes cuivre $P_{Cu}$, $P'_{Cu}$ :

$$P_{Cu} = x\ \rho\ (N_1\ l_1\ J_1\ I_1 + N_2\ l_2\ J_2\ I_2)$$

$$P'_{Cu} = x\ \rho\ (N'_1\ l_1\ J_1\ I_1 + N'_2\ l_2\ J_2\ I_2)$$

Or $P_{VA} = P'_{VA}$ ce qui peut s'écrire :

$$x\ 4{,}44\ f\ N_1\ B_n\ S_n\ I_1 = x\ 4{,}44\ f\ N'_1\ B'_n\ S_n\ I_1$$

ou $N_1\ B_n = N'_1\ B'_n = k\ N'_1\ B_n$

ou $N_1 = k\ N'_1$ et $N_2 = k\ N'_2$ car $N_1\ I_1 = N_2\ I_2$

d'où $P_{Cu} = x\ \rho\ (k\ N'_1\ l_1\ J_1\ I_1 + k\ N'_2\ l_2\ J_2\ I_2)$

$P_{Cu} = k\ P'_{Cu}$ d'où $P'_{Cu} = \frac{1}{k}\ P_{Cu}$

<u>CONCLUSION</u> :

<u>L'accroissement de l'induction réduit les pertes dans les conducteurs, toutes autres choses égales d'ailleurs.</u>

Mais l'accroissement de l'induction, toutes autres choses égales, a accru les pertes magnétiques dans le noyau dont on suppose la section inchangée. les pertes magnétiques sont proportionnelles à $B^2$ donc l'accroissement des pertes par unité de hauteur du noyau sera proportionnelle à $k^2$. Il y aura bien une réduction de hauteur du noyau en raison de la réduction du nombre de spires :

$$N'_1 = \frac{N_1}{k}$$

mais cette réduction est proportionnelle à k. Il y a donc un accroissement final des pertes dans le fer.

CONCLUSION :

L'accroissement de l'induction dans le noyau réduit les pertes dans le cuivre mais augmente les pertes dans le fer. Il y a donc une induction optimum.

d) Examinons l'influence des densités de courant $J_1$ et $J_2$.

Considérons les densités $J'_1$ et $J'_2$ d'un second transformateur de puissance identique au premier :

$$J'_1 = k\ J_1 \qquad J'_2 = k\ J_2 \qquad \text{avec} \quad k > 1$$

On supposera $B_n$ et $S_n$ constants.

En raison de l'accroissement des densités de courant, l'effet Joule dans le second appareil est plus important :

$$P'_{Cu} = x\ \rho\ (N_1\ l_1\ J'_1\ I_1 + N_2\ l_2\ J'_2\ I_2) = k\ P_{Cu}$$

La réduction des sections de cuivre permet par contre une réduction des hauteurs de noyaux ; il y aura une réduction des pertes dans le fer du second appareil.

CONCLUSION :

Toutes choses égales d'ailleurs, l'accroissement des densités de courant augmente les pertes par effet Joule mais réduit les pertes dans le fer ; il y a donc une valeur optimum de densité de courant.

LES VALEURS DE LA SECTION DU NOYAU, DE L'INDUCTION, DE LA DENSITE DE COURANT A CHOISIR POUR OBTENIR LE RENDEMENT OPTIMUM D'UN TRANSFORMATEUR SONT A DETERMINER DANS CHAQUE CAS PARTICULIER.

## 5. CHUTE DE TENSION DANS UN TRANSFORMATEUR :

Appelons $e_r$ % la composante en phase avec le courant de la tension exprimée en % de la tension nominale lorsque l'appareil débite sur court-circuit le courant nominal.

Appelons $e_x$ % la composante en quadrature avec le courant de la tension exprimée en % de la tension nominale lorsque l'appareil débite sur court-circuit le courant nominal.

La tension de court-circuit exprimée en % de la tension nominale vaut :

$$e_{cc\%} = \sqrt{e_{r\%}^2 + e_{x\%}^2}$$

Le cos φ de court-circuit : $\cos \varphi_{cc} = \frac{e_{r\%}}{e_{cc\%}}$

La formule approchée suivante permet de calculer en % la chute de tension :

$$\Delta U\% = e_{r\%} \cos \varphi + e_{x\%} \sin \varphi + \frac{(e_x \cos\varphi - e_r \sin\varphi)^2}{200}$$

6. <u>DETERMINATION DU CIRCUIT EQUIVALENT</u> :

On a vu dans un autre cours que le circuit équivalent d'un transformateur monophasé peut être ramené aux éléments de la figure 3.

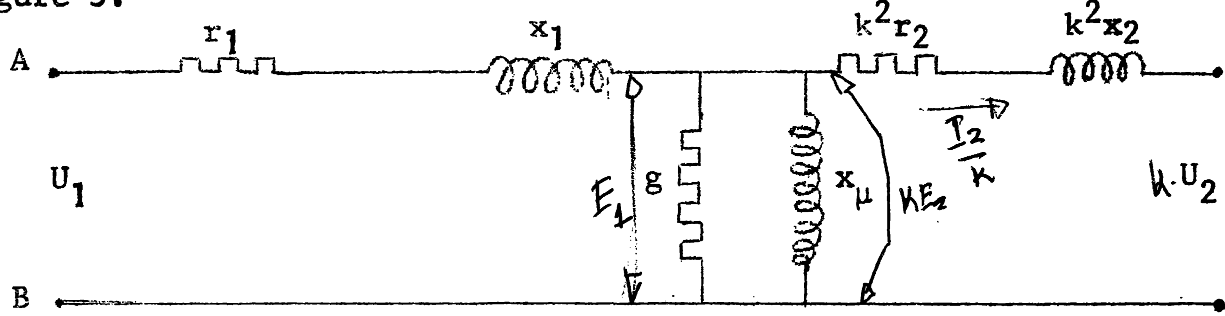



FIGURE 3

La tension du réseau est appliquée entre les bornes A et B :

- $r_1$ représente la résistance ohmique du primaire
- $x_1$ représente la réactance de fuite
- $r_2$ représente la résistance du secondaire
- $x_2$ représente la réactance de fuite du secondaire
- k représente le rapport de transformation $U_1/U_2$ ($n_1/n_2$)
- g représente la résistance qui équivaut aux pertes dans le fer
- $x_\mu$ représente la réactance qui crée le courant magnétisant

Le circuit équivalent établi pour un transformateur monophasé est encore valable dans le cas d'un appareil triphasé à condition de considérer le circuit équivalent d'une phase du primaire à une phase du secondaire dans le même couplage : étoile-étoile, triangle-triangle.

Si l'on a affaire à un couplage étoile-triangle ou vice-versa, il faut ramener ce cas à celui d'un appareil étoile-étoile en modifiant la tension d'alimentation de façon à obtenir la même tension et le même courant par phase.

EXEMPLE :

Soit à établir le circuit équivalent dans le cas triangle-étoile. On ramène ce cas à celui du transformateur étoile-étoile en considérant un transformateur étoile-étoile dont la tension primaire vaudrait $\sqrt{3}$ la tension du transformateur réel et le courant primaire $1/\sqrt{3}$ le courant primaire du transformateur réel.

a) Calcul de la résistance équivalente

En première approximation on peut négliger en charge les courants dans les branchements $g$ et $x_\mu$ et l'on peut écrire que la résistance équivalente par phase et la réactance équivalente par phase valent :

$$R_1 = r_1 + k^2 r_2 \qquad X_1 = x_1 + k^2 x_2$$

Les pertes par effet Joule valent : $(r_1 + k^2 r_2) I_1^2$.

$$e_{r\%} = \frac{(r_1 + k^2 r_2) I_1}{U_1} . 100$$

$$e_{r\%} = \frac{(r_1 + k^2 r_2) I_1^2}{U_1 I_1} . 100$$

$$\boxed{e_{r\%} = \frac{100 P_{Cu}}{P_{VA}}}$$

On peut évidemment exprimer les pertes en W et la puissance en VA ou simultanément en kW et kVA.

On peut exprimer les pertes en Watts par la formule :

$$P_{Cu} = 2,36\ J^2\ G_{Cu}$$

où $P_{Cu}$ exprime les pertes par effet Joule, sans les pertes supplémentaires à la température de 75°,

J représente la densité de courant

$G_{Cu}$ représente le poids de cuivre

Cette formule se démontre à partir de la formule :

$$R = \rho \frac{1}{s} \quad \text{et} \quad R\ I^2 = \rho \frac{1}{s} I^2 = \rho\ 1\ J\ I$$
$$= \rho\ J^2 1\ s = \rho\ J^2 V$$
$$= \rho \frac{J^2\ G_{Cu}}{\Delta}$$

$\Delta$ représente le poids spécifique du cuivre

b) Calcul de la réactance de fuite équivalente

Les lignes de force créées par l'enroulement primaire coupent soit l'ensemble des spires du secondaire, soit une partie des spires du secondaire, soit aucune spire du secondaire.

Les lignes de force ainsi créées engendrent dans l'enroulement primaire une chute de tension. La chute de tension qui se rapporte au flux qui ne coupe pas tout l'enroulement secondaire correspond à la réactance de fuite du primaire.

On pourrait établir de même la notion de réactance de fuite du secondaire en considérant le trajet des lignes de force émises par le courant du secondaire.

Le calcul de la réactance de fuite est effectué dans diverses hypothèses.

I. Cas de bobinages concentriques simples de même hauteur

Les symboles I et II représentent les enroulements primaire et secondaire.

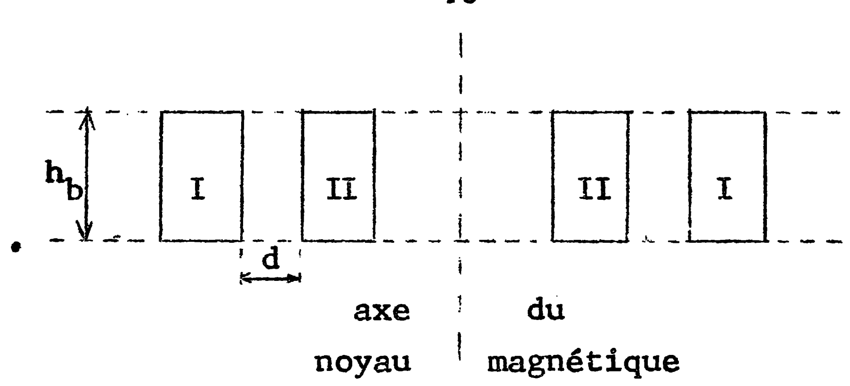



FIGURE 4

Hypothèses simplificatrices :

1) Supposons que les lignes de force soient linéaires et parallèles à l'axe du noyau sur tout le bobinage

2) Supposons que la réluctance du flux de dispersion soit nulle en dehors du volume du bobinage, ce qui revient à dire que le flux se disperse à l'infini hors de la zone annulaire de largeur d

3) Supposons que la loi de variation du champ de dispersion soit linéaire dans chaque enroulement primaire et secondaire (figure 5).

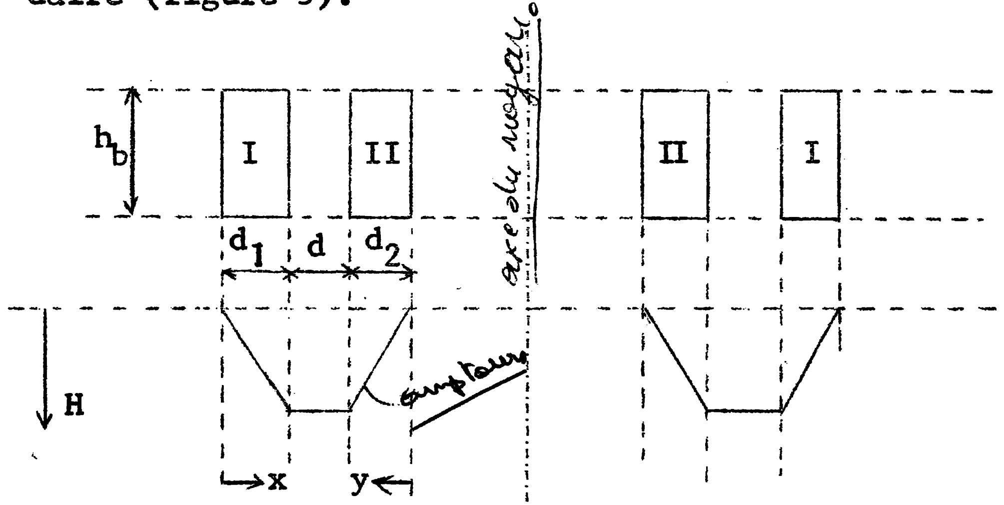



FIGURE 5

Les courants $I_1$ et $I_2$ sont déphasés de près de 180° et les ampères-tours $N_1I_1$ étant quasi équivalents à $N_2I_2$ le diagramme des ampères-tours prend l'allure de la figure 5.

L'induction maximum régnant dans l'espace annulaire vaut en raison de la seconde hypothèse :

$$B_d = \frac{N_1 I_1}{h_b} \mu_o$$

L'énergie magnétique due à la self de dispersion vaut :

$$\frac{L_1 I_1^2}{2}$$

Considérons un enroulement parcouru par un courant I, l'inductance vaut L. Le volume de l'enroulement est V.

L'énergie accumulée dans la self vaut : $\frac{L I^2}{2}$

Le flux $\Phi$ vaut : $\Phi = \frac{N I \mu_o S}{l}$ $\quad L = \frac{N \Phi}{I}$

L'induction B vaut : $B = \frac{N I \mu_o}{l}$

D'où : $\frac{L I^2}{2} = \frac{N^2 I^2 \mu_o S}{2 l} = \frac{B^2 l S}{2 \mu_o}$

et $$L = \frac{B^2 S l}{\mu_o I^2} = \frac{B^2 V}{\mu_o I^2}$$

Or l'induction B varie dans le volume V, il faut donc calculer :

$$\int_V B^2 \, dV$$

D'où L en Henry :

$$L = \int_V \frac{B^2 \, dV}{\mu_o I^2} = \frac{1}{\mu_o I^2} \int_V B^2 \, dV$$

L'intégrale $\int_V B^2 \, dV$ peut se décomposer en une somme de trois intégrales :

a) L'intégrale dans le volume I

b) L'intégrale dans le volume II

c) L'intégrale dans le volume compris entre I et II

a) Calcul de l'intégrale :

$$\int_I B^2 \, dV \quad \text{dans le volume I}$$

En un point x quelconque (figure 5) compris dans le volume I l'on a :

$$B_x = B_d \frac{x}{d_1} = \frac{N_1 I_1 \mu_o}{h_b} \cdot \frac{x}{d_1}$$

Le volume dV qui contient tous les points de la cote x à la cote x + dx est un cylindre creux d'épaisseur dx et de hauteur $h_b$ . Pour simplifier les calculs, on admettra que la périphérie de la base de tous ces cylindres creux est identique et vaut :

$l_m$ = longueur de la spire moyenne

Cette hypothèse est d'autant plus vraie que le diamètre du noyau est grand et que l'épaisseur des enroulements est faible vis-à-vis du diamètre du noyau.

D'où : $dV = l_m \, h_b \, dx$

$$\int_I B_x^2 \, dV = \int_o^{d_1} \left(\frac{N_1 I_1 \mu_o}{h_b} \cdot \frac{x}{d_1}\right)^2 l_m \, h_b \, dx = \frac{N_1^2 I_1^2 \mu_o^2 d_1^3 l_m h_b}{h_b^2 \cdot d_1^2 \cdot 3}$$

$$= \frac{N_1^2 I_1^2 \mu_o^2 l_m d_1}{3 h_b}$$

b) L'intégrale $\int_{II} B_y^2 \, dV$ dans le volume II peut être calculée d'une façon similaire

$$B_y = B_d \frac{y}{d_2} \text{ (figure 5)} \qquad B_y = \frac{N_1 I_1}{h_b} \mu_o$$

On cote y à partir de la surface interne de l'enroulement II

$$\int_{II} B_y^2 \, dV = \int_o^{d_2} \left( B_d \frac{y}{d_2}\right)^2 l_m \, h_b \, dy$$

$$= \frac{N_1^2 I_1^2 \mu_o^2 l_m d_2}{3 h_b}$$

c) L'intégrale $\int B_d^2 \, dV$ dans le volume intermédiaire entre les deux enroulements est aisée à calculer

Elle vaut :

$$\frac{N_1^2 \, I_1^2 \, \mu_o^2 \, l_m \, d}{h_b}$$

La somme des trois intégrales vaut :

$$\frac{N_1^2 \, I_1^2 \, \mu_o^2 \, l_m}{h_b} \left(d + \frac{d_1 + d_2}{3}\right)$$

$$\text{Or} \quad L = \frac{1}{\mu_o I_1^2} \int_V B^2 \, dV = \frac{\mu_o^2}{\mu_o I_1^2} \cdot \frac{N_1^2 \, I_1^2 \, l_m}{h_b} \left(d + \frac{d_1 + d_2}{3}\right)$$

Après simplification, il vient :

$$\boxed{L = \frac{4 \pi \, 10^{-7} \, N_1^2 \, l_m}{h_b} \left(d + \frac{d_1 + d_2}{3}\right)}$$

L est exprimé en Henry, les longueurs sont exprimées en mètres.

En raison des hypothèses simplificatrices, il faut multiplier le résultat obtenu par un coefficient de correction k :

$$k = \frac{h_b}{h_b + \frac{d + d_1 + d_2}{3}}$$

$$\text{D'où} \quad L = \frac{h_b}{h_b + \frac{d + d_1 + d_2}{3}} \cdot \frac{4 \pi \, 10^{-7} \, N_1^2 \, l_m}{h_b} \left(d + \frac{d_1 + d_2}{3}\right)$$

La chute de tension inductive exprimée en % de la tension nominale $U_1$ vaut :

$$e_{x\%} = \frac{\omega L I_1}{U_1} \cdot 100$$

En reportant dans cette dernière relation la valeur de L :

$$e_{x\%} = 2 \pi f \frac{I_1}{U_1} k \frac{4 \pi 10^{-7} N_1^2 l_m}{h_b} (d + \frac{d_1 + d_2}{3}) 100$$

Appelons e la force contre-électromotrice dans une spire et en négligeant la chute de tension ohmique, il vient :

$$U_1 = N_1 e$$

d'où

$$e_{x\%} = \frac{2 \pi f I_1}{N_1 e} k \frac{4 \pi 10^{-7} N_1^2 l_m}{h_b} (d + \frac{d_1 + d_2}{3}). 100$$

D'où après simplification et en notant que $\pi^2 \cong 10$

$$e_{x\%} = \frac{8 \cdot 10^{-4} f N_1 I_1 k l_m}{e \cdot h_b} (d + \frac{d_1 + d_2}{3})$$

## II. Cas de deux enroulements concentriques de hauteurs différentes

La formule précédente reste applicable moyennant modification du coefficient k, qui vaut dans le cas présent :

$$k = \frac{h_b}{h_b + \frac{d + d_1 + d_2}{3}} \cdot \frac{d + \frac{d_1 + d_2}{3} + \frac{2\partial'^2}{\pi H} + \frac{2 \partial''^2}{\pi H}}{d + \frac{d_1 + d_2}{3}}$$



FIGURE 6

$$h_b = \frac{H - h}{2,3 \text{ Log } \frac{H}{h}}$$

Si H est peu différent de h:

$$h_b = \frac{H + h}{2}$$

## III. Cas de bobinages concentriques doubles de même hauteur

Le bobinage concentrique double se présente comme l'indique la figure 7.

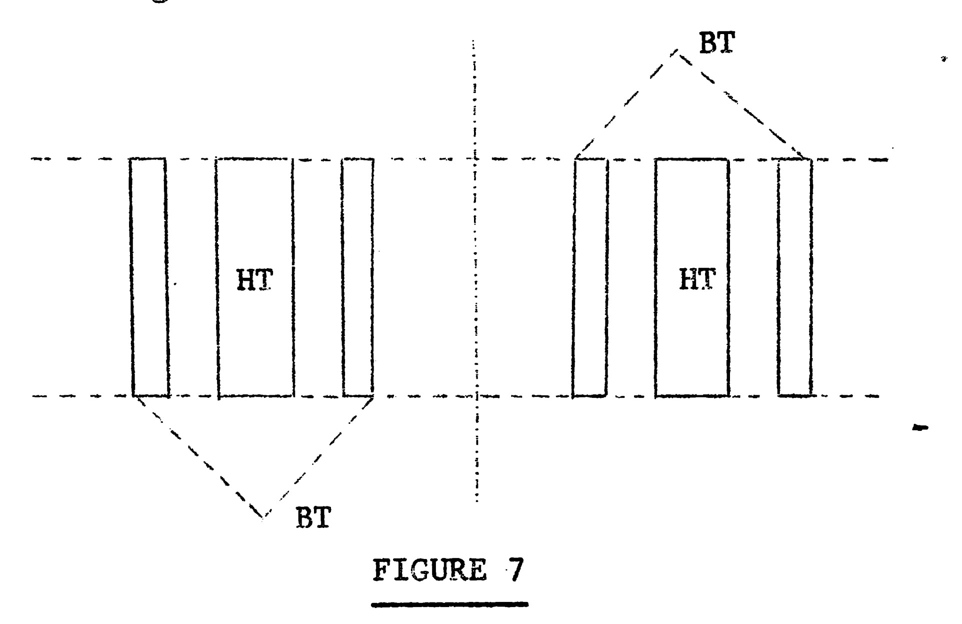



FIGURE 7

L'étude de ce cas se ramène aisément au premier cas en divisant en deux l'enroulement HT, le diagramme des ampères-tours et du champ est donné à la figure 8.

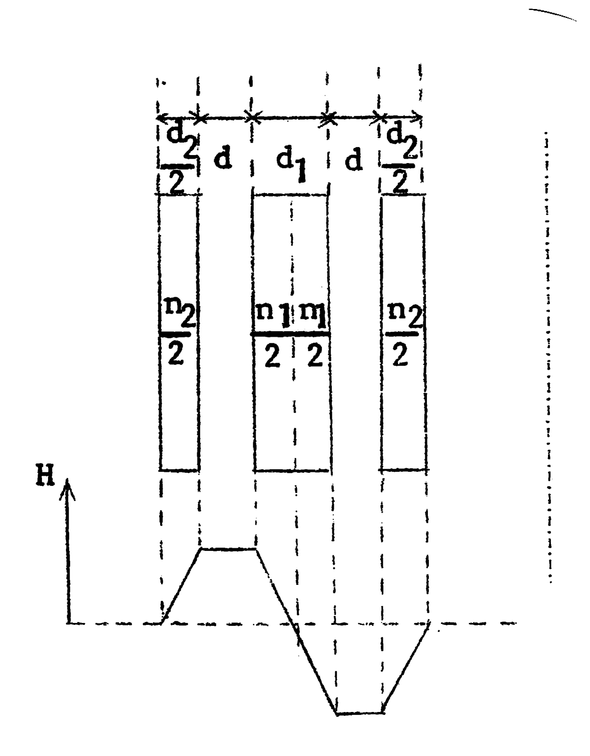



FIGURE 8

Considérons chaque demi-transformateur formé de la moitié des spires du primaire et des spires secondaires voisines.

La self de dispersion vaut :

$$k\ 4\ \pi\ 10^{-7}\ \frac{N_1^2}{4\ h_b}\ l_m\ (d + \frac{d_1 + d_2}{6})$$

La self de dispersion totale vaut deux fois cette valeur car il s'agit de deux réactances en série :

$$L = k\ 2\ \pi\ 10^{-7}\ N_1^2\ \frac{l_m}{h_b}\ (d + \frac{d_1 + d_2}{6})$$

La chute inductive exprimée en % vaut :

$$e_{x\%} = \frac{k\ 4.10^{-4}\ f\ N_1\ I_1\ l_m}{e\ h_b}\ (d + \frac{d_1 + d_2}{6})$$

CONCLUSION :

L'enroulement concentrique double réduit la chute de tension due aux fuites magnétiques, mais il est plus encombrant en raison du double isolement entre les enroulements.

## IV. Cas des enroulements concentriques multiples de même hauteur

On peut diviser les enroulements HT et BT en un certain nombre de cylindres coaxiaux comme le montre la figure 9.

On voit de suite que ce cas peut être ramené au précédent; dans le cas présent, il y a deux demis transformateurs (un enroulement HT et les deux demis enroulements BT qui l'encadrent). La self de dispersion élémentaire L' vaut en appelant q le nombre de bobine HT et $N_1$ le nombre total des spires HT:

$$L' = k\ 2\ \pi\ 10^{-7}\ (\frac{N_1}{q})^2\ \frac{l_m}{h_b}\ (d + \frac{d_1 + d_2}{6})\ \text{Henry}$$

Cette formule résulte du fait que ce cas peut être ramené au précédent en considérant que chaque transformateur élémentaire possède $N_1/q$ spires au primaire.

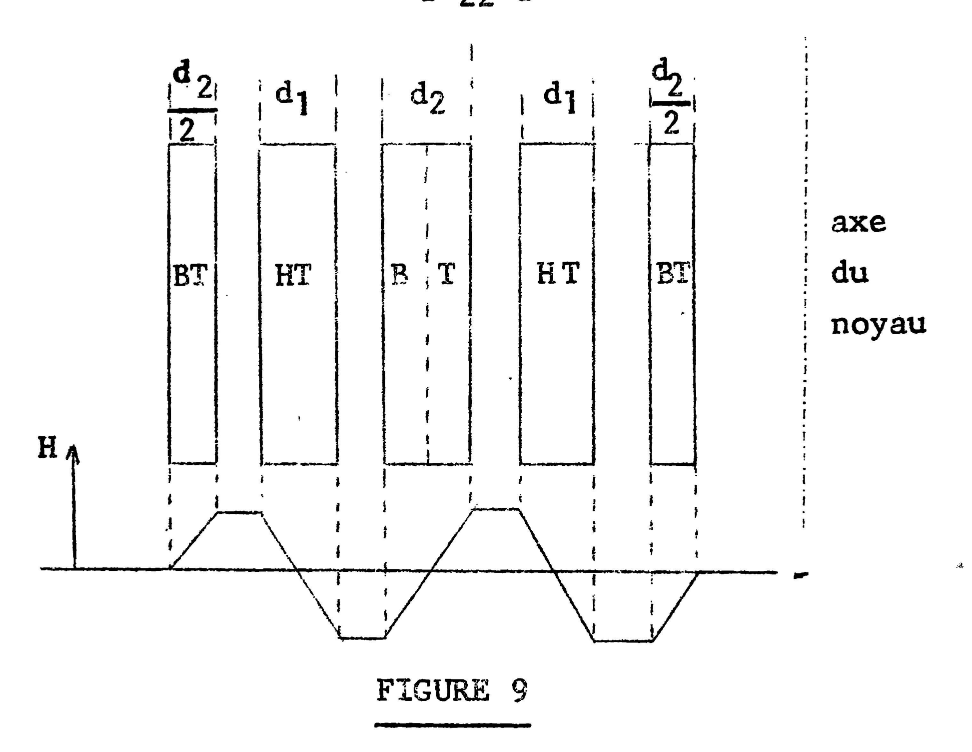



FIGURE 9

La valeur totale L vaut q L' soit :

$$L = k \frac{2 \pi 10^{-7} N_1 l_m}{q h_b} \left(d + \frac{d_1 + d_2}{3}\right)$$

Dans le cas présent, le coefficient de correction k vaut :

$$1 - \frac{d_1 + d_2 + 2 d}{2}$$

C'est le coefficient connu sous le nom de Rogowski.

## V. Cas des enroulements alternés de même hauteur

Les lignes de fuite sont très réduites et ce, d'autant plus que le bobinage a été fractionné (figure 10). Il en résulte toutefois un allongement du noyau.

Ce type de bobinage est utilisé lorsqu'on désire une très faible chute de tension inductive, dans le cas de transformateurs débitant des intensités très élevées, par exemple dans le cas de transformateurs alimentant certains fours à arc.

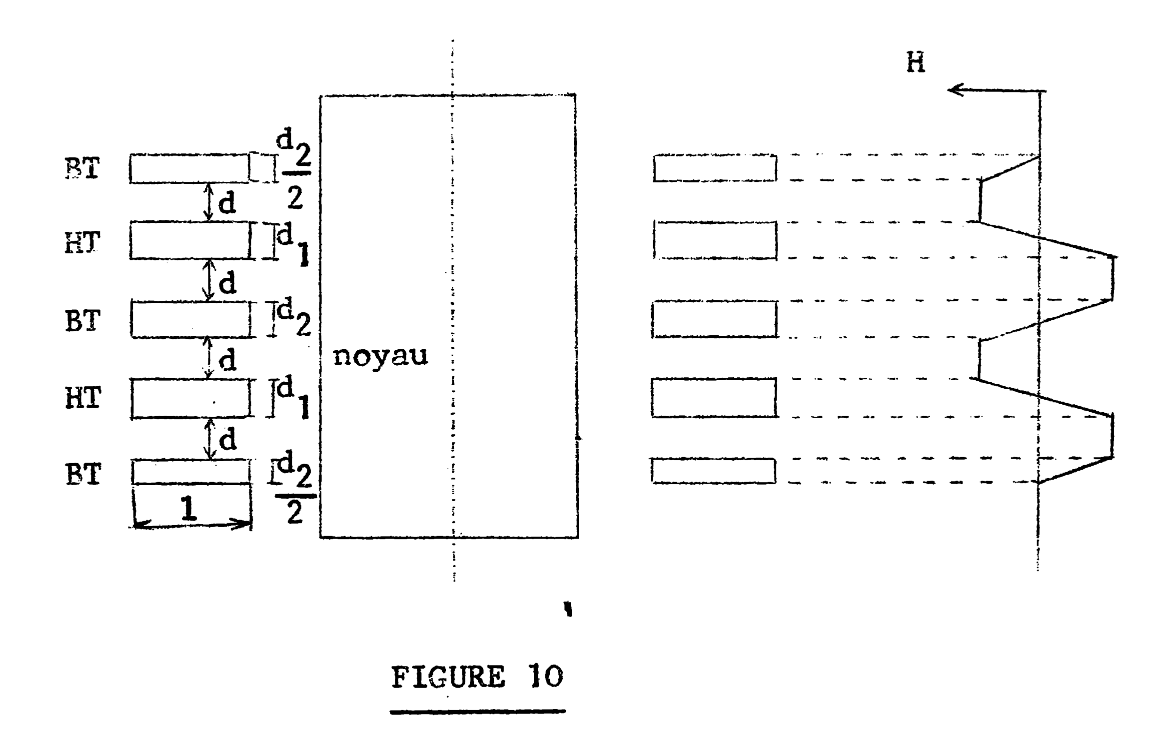



FIGURE 10

Par analogie on trouve la formule :

$$L = \frac{2\,\pi\,10^{-7}\;N_1^2\;l_m}{q\;l}(d + \frac{d_1 + d_2}{6})$$

REMARQUES : VALEURS USUELLES DES CHUTES DE TENSION

a) Chute ohmique

La chute de tension $e_{r\%}$ est égale au quotient des pertes dans le cuivre par la puissance apparente multipliée par 100. Elle est de l'ordre de 1% pour un appareil de 1000 kVA, elle diminue quand la puissance apparente est plus élevée. Pour les gros appareils, la chute ohmique est négligeable devant la chute de tension inductive.

b) Chute de tension inductive

La chute de tension inductive $e_{x\%}$ croit avec la puissance, elle vaut 5 à 6% pour les appareils de puissance apparente à 1000 , 5 à 8% pour les appareils de 1000 à 5000 kVA et 8 à 12% pour les appareils de plusieurs dizaines de milliers de kVA.

La chute de tension inductive ne doit :

- ni être trop petite pour ne pas exagérer les efforts électrodynamiques, comme il sera démontré plus loin
- ni trop grande pour ne pas exagérer le flux de dispersion, la chute de tension

Il va de soi que les procédés de réduction de la chute de tension inductive accroissent le prix de revient du transformateur et son poids (x).

## 7. CALCUL DES EFFORTS ELECTRODYNAMIQUES :

Lorsqu'un transformateur est mis brutalement en court-circuit, le courant de régime en court-circuit $I_{cc}$ vaut :

$$\frac{100\ I_1}{e_{cc\%}}$$

Ce courant crée des efforts électrodynamiques qui peuvent provoquer des déplacements de spires ce qui occasionne des blessures aux isolants.

Une spire parcourue par un courant tend à s'ouvrir. Lorsque deux spires concentriques sont parcourues par un courant de même sens, les deux spires s'attirent. Lorsque deux spires concentriques sont parcourues par deux courants opposés, les spires se repoussent. Le passage du courant dans les enroulements provoque une compression axiale des enroulements et une extension des spires.

Si les enroulements ont même hauteur, les efforts transversaux sont presque exclusivement radiaux et la compression axiale est faible. Si les enroulements n'ont pas la même hauteur la composante transversale parallèle à l'axe du noyau n'est pas négligeable. Une différence de hauteur de 10% entre les enroulements suffit pour engendrer des efforts axiaux dangereux lors d'un court-circuit.

La différence de hauteur peut être due à la présence d'échelons de réglage de la tension qui créent des perturbations du flux de dispersion nuisibles au point de vue des pertes dues aux courants de Foucault et au point de vue des efforts électrodynamiques.

---

(x) L'étudiant établira un tableau montrant l'influence de la variation de $B_n$, $S_n$, J sur les pertes par effet Joule, les pertes H+F, les valeurs de $e_{r\%}$ et $e_{x\%}$. Il pourra de cette façon corriger aisément un avant-projet.

a) Cas des enroulements concentriques simples de même hauteur

## I . CALCUL DE L'EFFORT RADIAL

Considérons les deux enroulements primaire et secondaire d'épaisseur $d_1$ et $d_2$ séparés par un intervalle d.

Supposons que lors du court-circuit les épaisseurs $d_1$ et $d_2$ restent inchangées mais que les deux enroulements tendent à se rapprocher, le travail de déformation réduira donc l'intervalle d entre les deux enroulements.

Exprimons que lors du court-circuit, durant le travail de déformation des enroulements, la quantité d'énergie est constante.

En raison du rapprochement des enroulements, la self diminue, il y a donc variation d'énergie dans la self :

$$d\left(\frac{L\ I^2}{2}\right)$$

En contre partie, il y a un travail de déformation des enroulements, en appelant $F_r$ la force radiale, le travail vaut:

$F_r\ d(d)$     produit de la force par son déplacement élémentaire

Le déplacement vaut ici d(d).

$$d\left(\frac{L\ I^2}{2}\right) + F_r\ d(d) = 0$$

$$\frac{I^2}{2}\ dL = -\ F_r\ d(d)$$

$$F_r = -\ \frac{I^2}{2}\ \frac{dL}{d(d)}$$

La variation de dL est négative, la force $F_r$ est donc positive.

N que dL provient essentiellement du rapp des Prim et des sec

La self de fuite du transformateur vaut :

$$L = k\ 4\ \pi\ 10^{-7}\ N_1^2\ \frac{l_m}{h_b}\ \left(d + \frac{d_1 + d_2}{3}\right)$$

$$\frac{dL}{d(d)} = \frac{k\ 4\ \pi\ 10^{-7}\ N_1^2\ 1_m}{h_b}$$

d'où : $$F_r = k\ \frac{I^2\ k\ 4\ \pi\ 10^{-7}\ N_1^2\ 1_m}{2\ h_b}$$ en Newton

et $F_r$ en kilos vaut :

$$F_{r\ (kg)} = k\ \frac{2\ \pi\ 0{,}102\ k\ 10^{-7}\ I_1^2\ N_1^2\ 1_m}{h_b} = k\ \frac{6{,}4.10^{-8}(N_1 I_1)^2 1_m}{h_b}$$

Dans le cas d'un court-circuit la force radiale maximum $F_{rm}$ vaut :

$$\boxed{F_{rm} = k\ 6{,}4\ 10^{-8}\ (N_1\ I_{1cc\ Max})^2\ \frac{1_m}{h_b}}$$

Par phase la valeur maximum du courant de court-circuit $I_{cc\ Max}$ vaut :

$$\boxed{2\sqrt{2}\ I_{cc}\ \text{en régime} = 2\sqrt{2}\ \frac{100\ I_1}{e_{cc\%}}}$$

où $I_1$ représente le courant nominal par phase.

On peut transformer la formule précédente en notant que :

$$\frac{dL}{d(d)} = \frac{k\ 4\ \pi\ 10^{-7}\ N_1^2\ 1_m}{h_b} = \frac{L}{d + \frac{d_1 + d_2}{3}}$$

La force $F_r$ en kg vaut dès lors :

$$F_r = \frac{I^2}{2} \cdot \frac{L}{d + \frac{d_1 + d_2}{3}} \cdot 0{,}102$$

$$F_r = \frac{0{,}051\ I^2\ L}{d + \frac{d_1 + d_2}{3}}$$ (L en Henry, les longueurs en mètres)

Dans le cas du court-circuit : $I_{cc} = \dfrac{100\ I_1}{e_{cc\%}}$

Dans les gros transformateurs $e_{x\%} = e_{cc\%}$ car $e_{r\%}$ est négligeable devant $e_{x\%}$ :

$$I_{1cc} = \frac{U_1}{\omega\ L}$$

$e_{cc} = \sqrt{e^2_{x\%} + e^2_{r\%}}$

$$I^2_{1cc} = \frac{100\ I_1}{e_{cc\%}} \cdot \frac{U_1}{\omega\ L} = \frac{100\ I_1\ U_1}{e_{cc\%}\ \omega\ L}$$

Or le courant de court-circuit maximum $I_{cc\ Max} = 2\sqrt{2}\ I_{1cc}$ d'où :

$$I^2_{cc\ max} = 8\ I^2_{1cc} = \frac{800\ I_1\ U_1}{e_{cc\%}\ \omega\ L}$$

Dans un transformateur triphasé la puissance apparente :

$$P_{app} = 3\ U_1\ I_1\ 10^{-3} \qquad \text{(en kVA)}$$

$$I^2_{cc\ Max} = \frac{800\ .\ 10^3\ P_{app}}{e_{cc\%}\ \omega\ L\ 3} = \frac{800\ .\ 10^3\ P_{app}}{6\ \pi\ f\ L\ e_{cc\%}}$$

L'effort radial maximum vaut :

$$F_{r\ Max} = I^2_{1cc\ Max} \cdot \frac{0{,}051\ L}{d + \frac{d_1 + d_2}{3}}$$

D'où en remplaçant $I^2_{1cc\ Max}$ par la valeur trouvée :

$$F_{r\ Max} = \frac{800.\ 10^3\ P_{kVA}}{6\ \pi\ f\ L\ e_{cc\%}} \cdot \frac{0{,}051\ L}{d + \frac{d_1 + d_2}{3}}$$

$$F_{r\,Max} = \frac{2150\ P_{kVA}}{f\ e_{cc\%}\left(d + \frac{d_1 + d_2}{3}\right)}$$

Valable pour un transformateur triphasé dont les enroulements simples ont même hauteur.

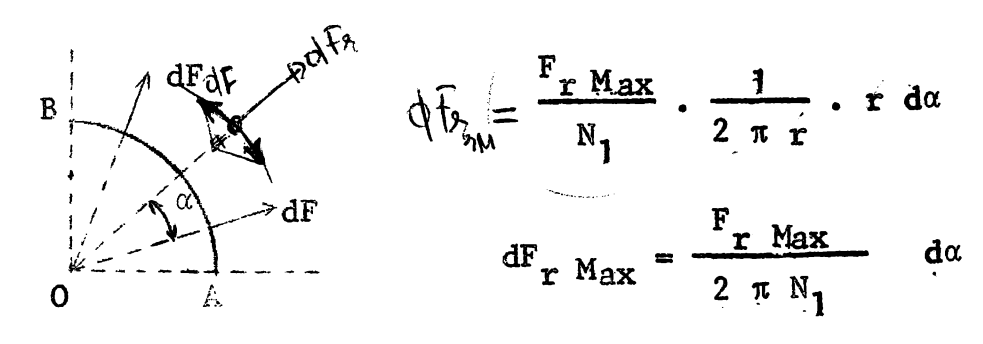
## II . VERIFICATION DE L'ENROULEMENT AU POINT DE VUE RESISTANCE MECANIQUE

L'effort $F_{r\ Max}$ est équilibré par la réaction des $N_1$ spires.

L'effort par spires vaut : $\dfrac{F_{r\ Max}}{N_1}$

Considérons un morceau élémentaire de spire de rayon r et d'ouverture angulaire $d\alpha$ .

L'effort radial élémentaire $dF_{r\ Max}$ vaut :




$$= \frac{F_{r\ Max}}{N_1} \cdot \frac{1}{2\pi r} \cdot r\ d\alpha$$

$$dF_{r\ Max} = \frac{F_{r\ Max}}{2\pi N_1}\ d\alpha$$

FIGURE 11

Considérons un quart de spire et mesurons l'ensemble des efforts élémentaires projetés sur la bissectrice de l'angle droit OM (figure 11).

Mesurons les angles à partir de la bissectrice.

L'effort résultant projeté vaut :

$$\int_{-45°}^{+45°} \frac{F_{r\ Max}}{2\pi N_1} \cos\alpha\ d\alpha = \frac{F_{r\ Max}}{2\pi N_1} \left[\ \sin\alpha\ \right]_{-45°}^{+45°}$$

c'est-à-dire :

$$\frac{F_{r\ Max}}{2\ \pi\ N_1}\ \sqrt{2}$$

Cet effort résultant est équilibré par les réactions en A et B qui ont comme direction les tangentes en A et B (figure 12)

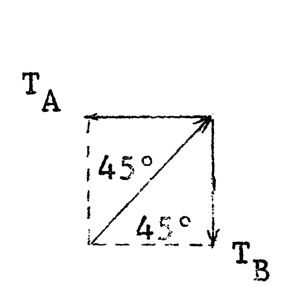



FIGURE 12

$$T_A = T_B = \frac{F\ \sqrt{2}}{2}$$

$$\text{d'où } T_A = T_B = \frac{F_{r\ Max}}{2\ \pi\ N_1}$$

Le taux de travail du cuivre vaut :

$$\frac{F_{r\ Max}}{2\ \pi\ N_1\ s_1}$$

Il est mesuré en $kg/mm^2$ et doit être inférieur à 12 $kg/mm^2$

## III . CALCUL DE L'EFFORT AXIAL

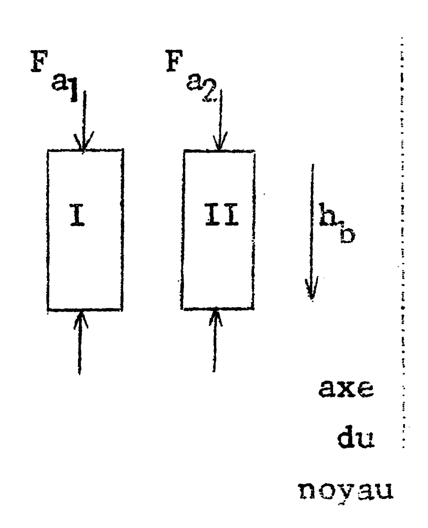



FIGURE 13

Considérons les deux enroulements I et II. En raison de l'effort radial, ils sont soumis à compression (figure 13).

L'effort total: $F_a = F_{a1} + F_{a2}$

Par un raisonnement similaire, l'on peut établir que $F_a$ vaut :

$$\frac{1}{2}\ I_1^2\ \frac{dL}{dh_b}$$

La variation de self est donc de :

$$d(\frac{L\ I^2}{2})$$

Elle est compensée par le travail de compression de $F_a$ sur l'enroulement.

Or :

$$L = 4 \pi 10^{-7} N_1^2 \frac{l_m}{h_b} (d + \frac{d_1 + d_2}{3})$$

$$\frac{dL}{dh_b} = \frac{- 4 \pi 10^{-7} N_1^2 l_m}{h_b^2} (d + \frac{d_1 + d_2}{3})$$

mais $\frac{4 \pi 10^{-7} N_1^2 l_m}{h_b} = \frac{dL}{d(d)}$

d'où :

$$\frac{dL}{dh_b} = - \frac{dL}{d(d)} \cdot \frac{1}{h_b} (d + \frac{d_1 + d_2}{3})$$

Et : $F_a = - F_r \cdot \frac{1}{h_b} (d + \frac{d_1 + d_2}{3})$

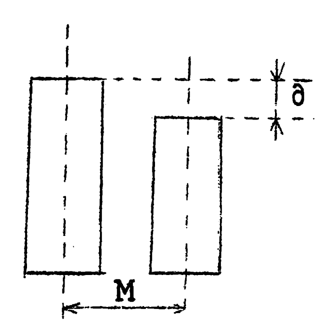
Dans le cas d'un transformateur triphasé dont les enroulements simples ont même hauteur, l'on a

$$F_{a\,Max} = \frac{2150 \; P_{kVA}}{f \; e_{cc\%} \; h_b}$$

Les efforts sont répartis sur chaque enroulement :

$$F_{a_1 Max} = F_{a_2 Max} = \frac{1075 \; P_{kVA}}{f \; e_{cc\%} \; h_b}$$

b) Cas de deux enroulements concentriques simples de hauteur différente




On définit un coefficient $k_a$ empiriquement tel que :

$$F'_{a\,Max} = k_a \; F_{a\,Max}$$

où :

$$k_a = \frac{h_{b\,Max}}{d} [ \sqrt{1 + \frac{d^2}{\partial^2}} - \frac{M}{\partial} ]$$

$$M = d + \frac{d_1 + d_2}{2}$$

L'effort axial est réduit si l'on dispose le décalage des deux côtés.

## 8. PRINCIPAUX TYPES D'ENROULEMENT ET DE BOBINAGE :

a) Types d'enroulement

On distingue trois types d'enroulement :

I. L'enroulement concentrique simple (figure 14)

II. L'enroulement concentrique double (figure 15)

III. L'enroulement alterné (figure 16)

L'enroulement concentrique simple est le plus courant et le plus facile à réaliser. L'enroulement BT généralement placé près du noyau et l'enroulement HT forment deux cylindres coaxiaux (figure 14).

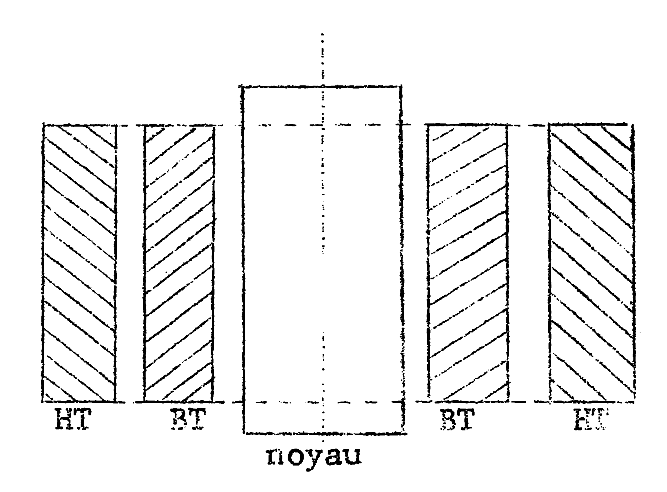



FIGURE 14

L'enroulement concentrique double réduit la chute de tension inductrice, mais est plus encombrant (figure 15).

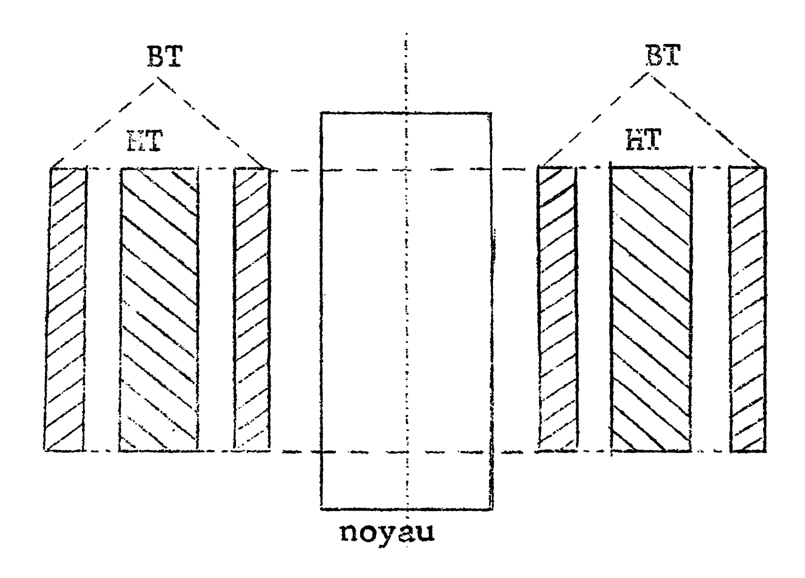



FIGURE 15

L'enroulement alterné est caractérisé par la disposition alternée suivant l'axe du noyau des bobines HT et BT. Pour faciliter l'isolement, les bobines extrêmes sont BT, elles ne comptent que la moitié du nombre de tours d'une bobine centrale BT (figure 16).

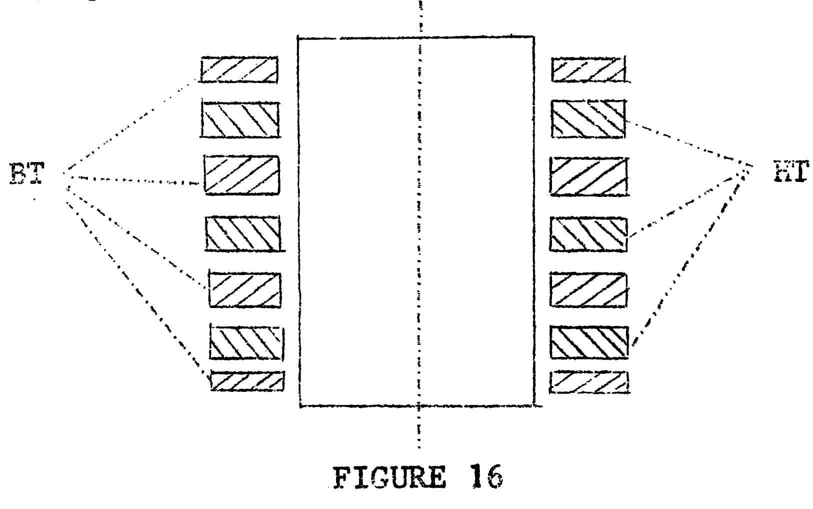



FIGURE 16

Les efforts électrodynamiques fonction du carré du nombre de spires sont moindres car le calcul doit être exécuté pour chaque groupement constitué par un transformateur élémentaire; on utilise donc ce type d'enroulement quand les courts-circuits sont nombreux (fours à arc). On place en série avec le transformateur une inductance qui limite le courant absorbé par un four à arc lors d'un court-circuit.

b) Modes de réalisation du bobinage

On distingue trois réalisations principales :

I . Le bobinage en hélice (figures 17, 18, 19, 20)

II . Le bobinage en galettes

III . Le bobinage en bobines

1) Le bobinage en hélice peut être réalisé en une seule couche ou en plusieurs couches, d'un ou de plusieurs conducteurs.

EXEMPLES

La figure 17 présente le bobinage en une seule couche d'un seul conducteur.

La figure 18 montre un bobinage en trois couches d'un seul conducteur.

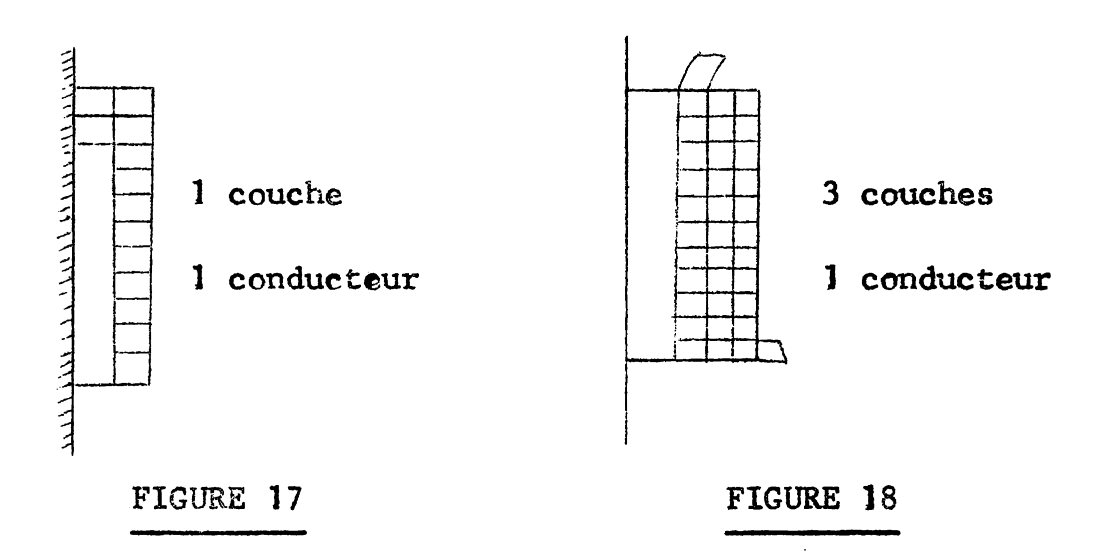



FIGURE 17 FIGURE 18

La figure 19 présente un bobinage en une seule couche de trois conducteurs en parallèle dont les deux extrêmes sont croisés à mi-hauteur au bobinage.

La figure 20 présente un bobinage en une seule couche de quatre conducteurs dont les croisements sont uniformément répartis de façon à amener chaque conducteur successivement dans chaque position par rapport à l'axe du noyau.

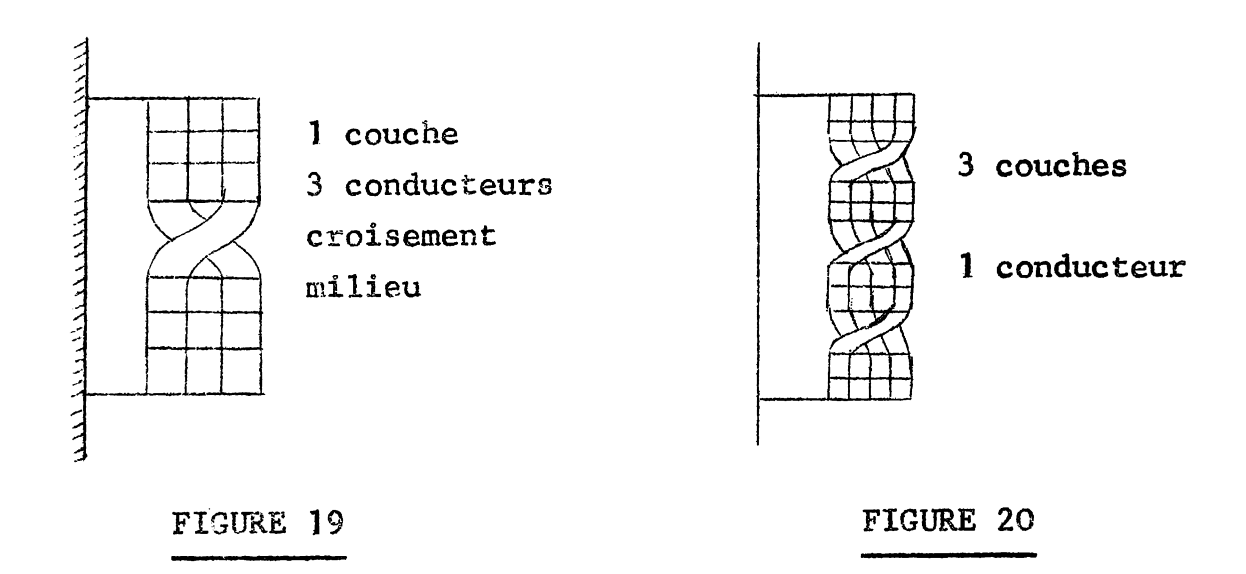



FIGURE 19 FIGURE 20

REMARQUES

a) Le flux de fuite est orienté parallèlement à l'axe du noyau lorsque les enroulements ne sont pas du type alterné; par conséquent les barres seront placées de façon que le flux de fuite entre par la petite face du conducteur.

Lorsque les enroulements sont alternés (figure 16) le flux de fuite est orienté perpendiculairement à l'axe du noyau et les barres seront pliées sur champ.

b) Le choix entre les divers bobinages en hélice est fait en fonction du nombre de spires, des sections des conducteurs. Lorsque la section de cuivre est importante, on utilise plusieurs fils en parallèle que l'on croise. Le nombre de croisements est égal au nombre de conducteurs en parallèle moins un (figure 20). Exceptionnellement, dans le cas de la figure 19 on a utilisé seulement un croisement.

Il ne faut pas perdre de vue que le bobinage par couche de conducteurs placés en série (figure 18) exige un isolement spécial entre les couches, conditionné par le double de la tension par couche.

On utilise du papier, du carton, des réglettes isolantes suivant la tension entre couche.

2) Le bobinage en galettes est représenté aux figures 21 et 22.

La figure 21 représente une galette simple, formée de spires en fil méplat enroulés sur plat en spirales. Les jonctions entre galettes sont difficiles à réaliser et à isoler. Elles constituent des points faibles. Ce bobinage est peu utilisé.

La figure 22 représente un bobinage en galettes <u>doubles</u>. Une galette double est formée de deux galettes simples juxtaposées, l'on connecte les spires comme indiqué à la figure. La jonction est réalisée par le cuivre du bobinage sans soudure, son isolement est plus aisé à réaliser.

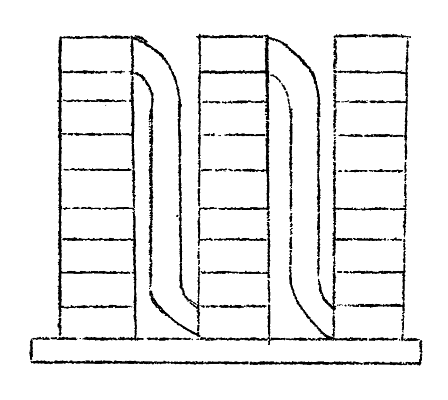




FIGURE 21

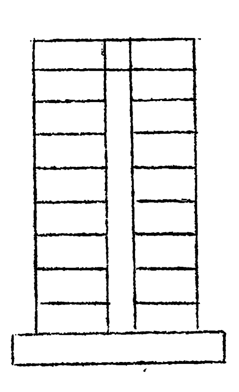


FIGURE 22

Les galettes doubles peuvent être câblées en série, en série-parallèle ou en parallèle, suivant les nombres de spires et les sections de cuivre à réaliser.

Les galettes doubles en série peuvent être réalisées d'un seul tenant sur le tube support en bakélite, ou bobinées séparément puis assemblées et connectées par brasure.

Avec les galettes en série-parallèle, les groupes de galettes doubles en série, sont mis en parallèle à l'aide de clinquants brasés. Ces connexions sortent vers l'extérieur lorsque le bobinage est extérieur, et inversément.

Les galettes doubles en parallèle, utilisées pour des fortes intensités, sont connectées par soudure ou brasure à deux barres (une pour les entrées, l'autre pour les sorties) parallèles à l'axe. La présence de ces barres oblige à disposer l'enroulement à l'extérieur.

Les enroulements en galettes doubles couvrent une large gamme de tensions et courants dans les transformateurs de moyenne et grande puissance.

3) L'enroulement en bobines est au fond un bobinage à hélice à plusieurs couches, subdivisé en bobines sur la hauteur du noyau.

Les bobines sont simples ou doubles et présentent une certaine analogie avec les galettes simples et doubles. Les connexions entre bobines simples passent de l'extérieur à l'intérieur. Toutes les connexions entre bobines doubles sortent à l'extérieur, ce qui facilite le travail.

L'isolation entre couches est réalisée par un ou plusieurs papiers ou cartons repliés sur les bords. On bobine de cette façon surtout le cuivre rond, rarement le cuivre méplat.

Les bobines sont souvent fabriquées sur carcasses isolantes en carton ou matière moulée, à l'aide de machines spéciales permettant d'en bobiner plusieurs à la fois.

Les spires de réglage sont raccordées par l'intermédiaire d'óeillets fixés sur la carcasse de bobine. Les bobines sont utilisées dans les transformateurs de 5 à 500 kVA environ. La tension entre couches est plus faible que dans les enroulements en hélice.

La figure 23 montre schématiquement la disposition générale.

La figure 24 montre le cas d'une bobine simple, la figure 25 celui d'une bobine double.

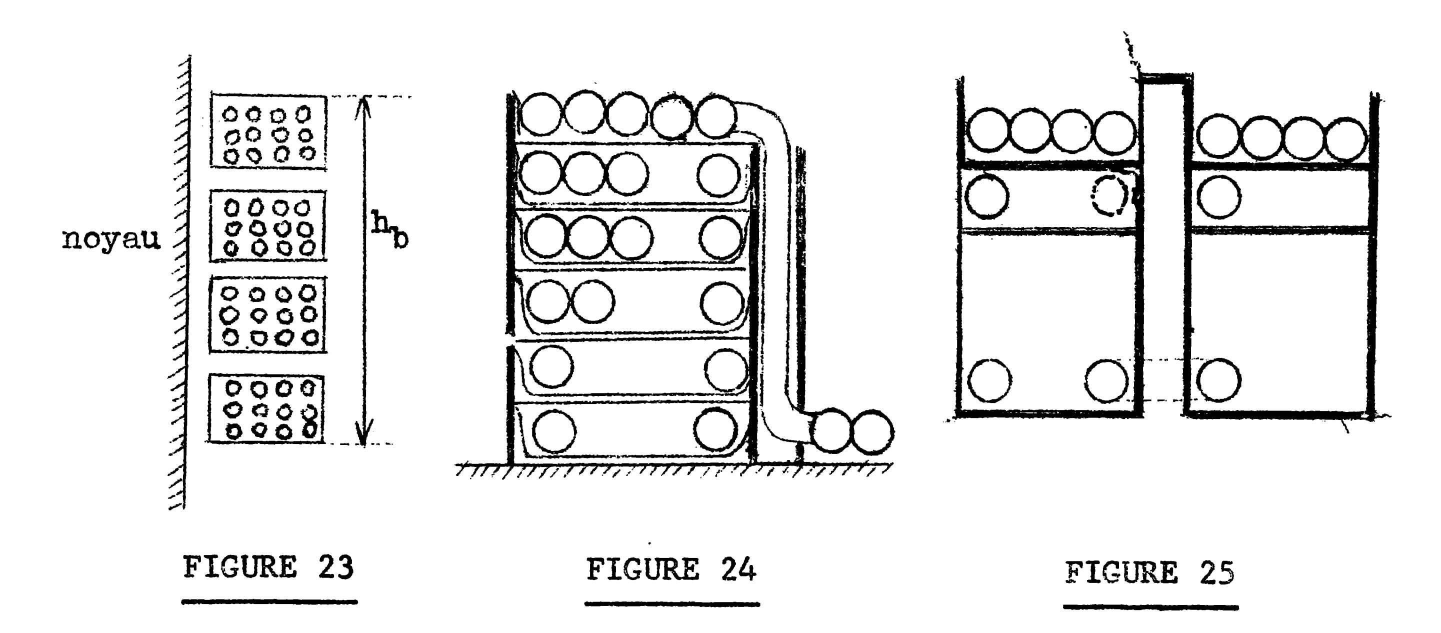



FIGURE 23 FIGURE 24 FIGURE 25

REMARQUES SUR LES ENROULEMENTS DE REGLAGE:

Les enroulements des transformateurs sont généralement munis de prises de réglage de la tension, dans le but de faire varier la tension secondaire dans des limites déterminées, ou dans le but de maintenir la tension secondaire constante malgré les variations de la tension primaire ou les variations de charge.

Le réglage s'effectue par échelons de l'ordre de 1 à 5% de la tension nominale. Dans les transformateurs alimentant des fours électriques les échelons peuvent être plus élevés.

Les gammes totales de réglage vont de ± 2,5% ou ± 5%, à ± 10%, ± 20% ou même ± 40% de la tension nominale.

L'enroulement de réglage peut créer des difficultés en provoquant des "trous d'ampères-tours" sur la hauteur de bobinage, ayant le même effet que des bobinages de hauteurs différentes.

Les ampères-tours primaires et secondaires ne sont plus équilibrés sur toute la hauteur du bobinage, le flux de dispersion est perturbé, les pertes par courants de Foucault sont augmentées et les efforts électrodynamiques sont augmentés et peuvent devenir prohibitifs. Cet effet est réduit lorsque les échelons de réglage sont disposés au milieu de la hauteur de bobinage plutôt qu'aux extrémités.

On distingue :

a) Les enroulements de réglage avec prises dans le bobinage : (figures 26 et 27)

Cette disposition est utilisée pour les faibles gammes de réglage, par exemple ± 2,5%.

Les prises se situent de préférence au milieu du bobinage pour réduire les effets électrodynamiques, et aussi pour éviter de faire coïncider les spires de réglage avec les spires d'entrée qui doivent recevoir une isolation supplémentaire.

Lorsque la gamme de réglage plus étendue risque d'augmenter les pertes et les efforts dans une mesure inadmissible, on peut réaliser l'enroulement de réglage en deux colonnes et prévoir les spires de réglage au milieu de la colonne extérieure.

La figure 26 montre les prises de réglage au milieu du bobinage; la figure 27 montre ces prises au milieu de la colonne extérieure de l'enroulement en deux colonnes.

La figure 28 montre un bobinage dont les prises se font par l'insertion de couches supplémentaires à raison d'une couche par échelon.

La figure 29 montre une autre variante dans laquelle une seule couche est consacrée aux diverses prises.

Les figures 28 et 29 permettent d'éviter les "trous d'ampères-tours" ; elles sont utilisées lorsqu'il faut couvrir de grandes gammes de réglage.

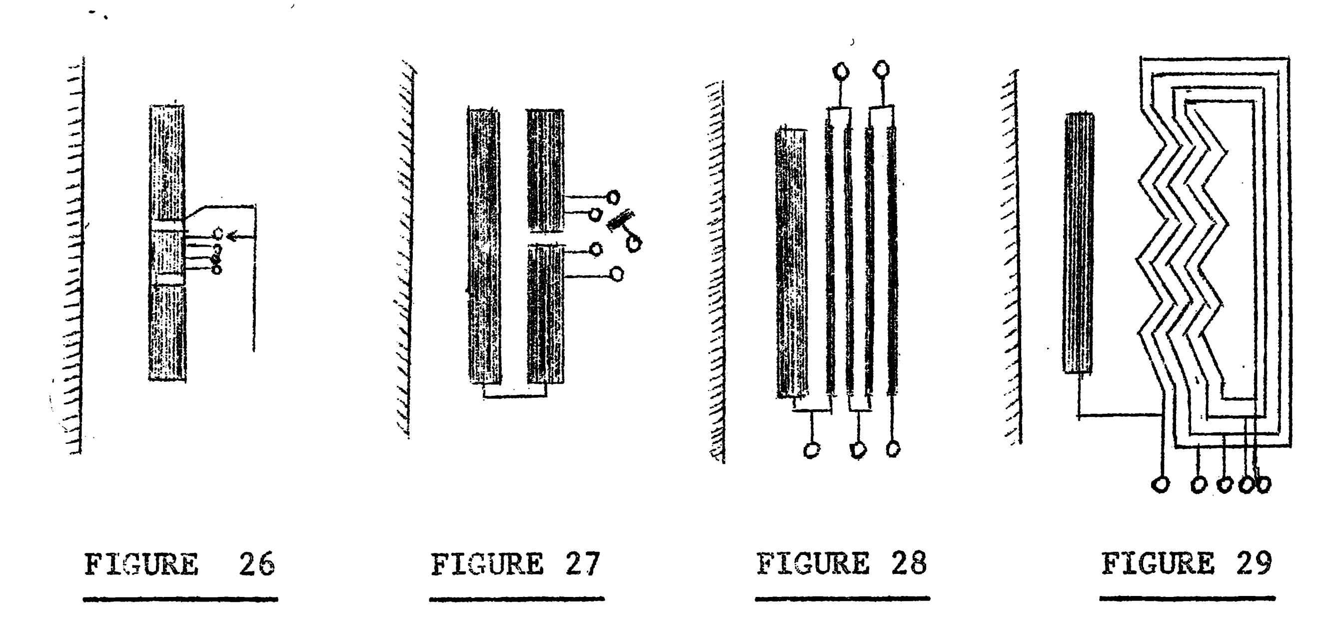


FIGURE 26 FIGURE 27 FIGURE 28 FIGURE 29

Dans le cas de la figure 28, il faut que l'isolement entre couches soit calculé en fonction de la tension d'un échelon. Dans le cas de la figure 29, la tension entre spires doit être calculée pour cette tension d'échelon.

Dans le cas de transformateurs à grand nombre d'échelons, on peut réduire les prises d'échelons de moitié à condition de prévoir l'inversion éventuelle de l'enroulement de façon que les ampères-tours dans les spires de réglage s'ajoutent ou se retranchent des ampères-tours produits par la partie principale de l'enroulement.

==========================

# CHAPITRE II

## § 1. CALCUL DES PERTES ET DU COURANT A VIDE

### 1. PERTES DANS LE FER :

Les pertes dans le fer peuvent être calculées à partir de la formule générale :

$$P_{fer} = k_1 \, k_2 \, P_o \, k_f \, B^2 \, G_{fer}$$

Dans le cas d'un transformateur, il faut distinguer entre l'induction dans le noyau et l'induction dans la culasse :

$$P_{fer} = k_1 \, k_2 \, P_o \, k_f \, (B_n^2 \, G_n + B_c^2 \, G_c)$$

$P_{fer}$ est exprimé en watts

$P_o$ est exprimé en watts par kg à 50 Hz sous 1 Wéber /$m^2$

$k_1$ est un coefficient qui tient compte de la partie du flux de dispersion qui passe dans les tôles et des courts-circuits créés par des bavures provenant de la cisaille supposée en bon état

$k_2$ est un coefficient qui tient compte de l'écrouissage des tôles provoqué par le découpage

$k_f$ est un coefficient qui tient compte de la fréquence

$G_{fer}$ vaut $G_n$ (poids des noyaux) + $G_c$ (poids des culasses) en kg

$B_n$ est l'induction dans le noyau en Wébers par $m^2$

$B_c$ est l'induction dans la culasse en Wébers par $m^2$

En notant que le flux est constant dans tout le circuit magnétique (aux pertes près) :

$$S_n \, B_n = S_c \, B_c$$

L'équation peut alors s'écrire :

$$P_{fer} = k_1 \, k_2 \, k_f \, P_o \left[ G_n + G_c \left(\frac{S_n}{S_c}\right)^2 \right] B_n^2$$

Les valeurs de $k_1$,$k_2$, $k_f$ sont données dans les tableaux ci-dessous en fonction des éléments qui les influencent.

| Induction B | Valeur de $k_1$ |
|---|---|
| 1 | 1,1 |
| 1,2 | 1,12 |
| 1,3 | 1,13 |
| 1,4 | 1,15 |
| 1,5 | 1,25 |

Plus l'induction est grande, plus importante est le flux de fuite, ce qui explique la variation de $k_1$ en fonction de B.

| Largeur de la tôle en mm | Valeur de $k_2$ |
|---|---|
| 8 | 1,6 |
| 10 | 1,5 |
| 14 | 1,36 |
| 20 | 1,26 |
| 30 | 1,18 |
| 40 | 1,14 |
| 50 | 1,11 |
| 70 | 1,07 |
| 100 | 1,04 |

Plus la tôle est large, moindre est l'influence relative de l'écrouissage qui n'affecte que les bords de la tôle.

| Fréquence en Hz | Valeur de $k_f$ |
|---|---|
| 80 | 2,1 |
| 70 | 1,7 |
| 60 | 1,33 |
| 50 | 1 |
| 40 | 0,72 |
| 30 | 0,5 |
| 20 | 0,31 |
| 10 | 0,14 |

Les pertes par courants de Foucault sont proportionnelles au carré de la fréquence, celles par hystérésis sont proportionnelles à la fréquence. Le coefficient $k_f$ donne la valeur de variation des pertes par courants de Foucault et par hystérésis.

## 2. PERTES DANS LES CONDUCTEURS :

A la température de 95°C, les pertes dans le cuivre dans les deux enroulements sont exprimées par les relations :

$$P_{Cu1} = k_{1c} \cdot 2,5 \, J_1^2 \, G_{Cu1}$$

$$P_{Cu2} = k_{2c} \cdot 2,5 \, J_2^2 \, G_{Cu2}$$

Les signes $G_{Cu1}$ et $G_{Cu2}$ représentent les poids des enroulements.

Les coefficients $k_{1c}$ et $k_{2c}$ représentent les coefficients de pertes supplémentaires dues aux courants de Foucault dans le cuivre. Les travaux de Monsieur Field qui a calculé ces coefficients sont résumés ci-dessous.

Les coefficients $J_1$ et $J_2$ représentent les densités de courants en Ampères par $mm^2$.

Premier cas : Bobinages concentriques dont toutes les spires sont en série. Cas des conducteurs rectangulaires (figure 30).

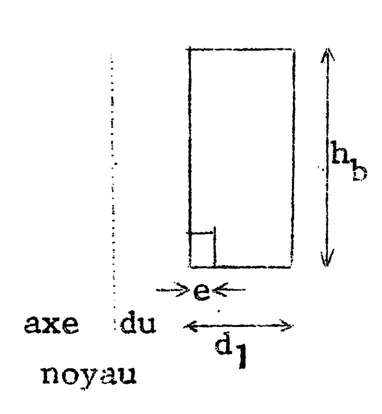



FIGURE 30

Supposons que sur l'épaisseur $d_1$ ou $d_2$ il y ait m couches juxtaposées.

Appelons e l'épaisseur radiale d'un conducteur mesurée perpendiculairement au sens des lignes de force.

Appelons a la hauteur totale nette du cuivre ou de l'aluminium mesurée parallèlement aux lignes de force.

La cote $h_b$ représente la hauteur totale du bobinage.

Toutes les cotes sont données en centimètres.

On définit un coefficient λ par la formule :

$$\lambda = e \sqrt{\frac{f}{50} \cdot \frac{a}{h_b} \cdot \frac{\alpha}{50}}$$

α : coefficient valant 50 pour le cuivre, 30 pour l'aluminium

f : coefficient représentant la fréquence en Hz

On définit ensuite deux fonctions de λ , φ(λ) et ψ(λ) dont les valeurs en fonction de λ sont données ci-dessous:

| λ | φ(λ) | ψ(λ) | λ | φ(λ) | ψ(λ) |
|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 1 | 0 | 0,9 | 1,058 | 0,212 |
| 0,1 | 1 | 0,00003 | 1,0 | 1,089 | 0,320 |
| 0,2 | 1,0001 | 0,00053 | 1,2 | 1,18 | 0,640 |
| 0,3 | 1,0007 | 0,0027 | 1,4 | 1,30 | 1,11 |
| 0,4 | 1,0023 | 0,0085 | 1,6 | 1,47 | 1,73 |
| 0,5 | 1,0055 | 0,0208 | 1,8 | 1,67 | 2,46 |
| 0,6 | 1,0110 | 0,0429 | 2 | 1,89 | 3,25 |
| 0,7 | 1,021 | 0,0792 | 3,14 | 3,13 | 6,84 |
| 0,8 | 1,036 | 0,1343 | | | |

Le coefficient $k_c = \varphi(\lambda) + \frac{m^2 - 1}{3} \psi(\lambda)$

Dans le cas où $\lambda$ est compris entre zéro et un, on peut utiliser la formule simplifiée :

$$k_c = 1 + \frac{m^2 - 1}{9} \lambda^4$$

Deuxième cas : Bobinages concentriques dont toutes les spires sont en série. Cas des conducteurs ronds.

$$k'_c = 1 + \frac{9}{15} (k_c - 1)$$

On calcule $k_c$ comme si le conducteur était rectangulaire en assimilant le diamètre du conducteur à la largeur du conducteur.

Si $0 < \lambda < 1$ $\qquad k'_c = 1 + \frac{m^2 - 1}{15} \lambda^4$

Troisième cas : Bobinages concentriques constitués de plusieurs conducteurs en parallèle sans croisement.

Le coefficient $k_c$ se calcule comme dans les deux cas précédents à condition de considérer pour l'épaisseur $e$ la somme des épaisseurs radiales des conducteurs en parallèle et pour $m$ le nombre de couches de conducteurs en parallèle. Chaque couche est constituée d'un certain nombre de conducteurs en parallèle.

Quatrième cas : Bobinages concentriques constitués de plusieurs conducteurs en parallèle avec un seul croisement au milieu

Le cas diffère du précédent uniquement par la présence du croisement des conducteurs.

Le coefficient $k_c$ doit être calculé comme la moyenne de deux coefficients k' et k" calculés dans les deux hypothèses suivantes :

k' calculé en supposant tous les conducteurs en série

k" calculé en supposant que m vaille 1 et que e vaille la demi épaisseur radiale des conducteurs en parallèle juxtaposés suivant la cote $d_1$ (ou $d_2$).

**Cinquième cas** : Bobinages concentriques constitués de plusieurs conducteurs en parallèle avec croisement uniformément répartis sur toute la hauteur du noyau.

Le croisement des conducteurs a pour but d'équilibrer les forces électromotrices induites dans chaque conducteur et de réduire les échanges nuisibles d'énergie entre conducteurs en parallèle.

Le nombre de croisement est égal au nombre de conducteurs diminué d'une unité.

Le coefficient $k_c$ se calcule comme si tous les conducteurs étaient en série.

On choisit donc pour e l'épaisseur radiale simple d'un conducteur et pour m le nombre de couches de conducteurs.

**Sixième cas** : Bobinages alternés dont toutes les spires sont en série.

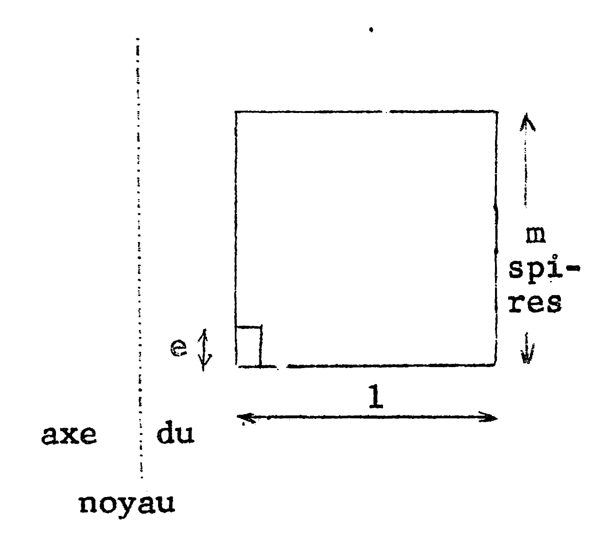



FIGURE 31

Chaque bobine est supposée constituée de m spires superposées axialement dans le sens des lignes de force du noyau magnétique (figure 31).

Le flux de fuite est dans ce cas perpendiculaire à l'axe du noyau magnétique.

Il en résulte que :

- la cote a représente l'épaisseur totale des conducteurs mesurée suivant une direction perpendiculaire à l'axe magnétique, a se mesure en cm.
- la cote e représente l'épaisseur d'un conducteur mesurée suivant l'axe magnétique, e se mesure en cm.

On définit un coefficient λ par la formule :

$$\lambda = e\sqrt{\frac{f}{50} \cdot \frac{a}{e} \cdot \frac{\alpha}{50}}$$

Dans le cas d'un fil rectangulaire, le coefficient $k_c$ vaut:

$$k_c = \varphi(\lambda) + \frac{m^2-4}{12} \psi(\lambda)$$

Si $0 < \lambda < 1$ :

$$k_c = 1 + \frac{m^2-4}{36} \lambda^4$$

Dans le cas d'un fil rond, on prend pour le cote e le diamètre du conducteur, on en déduit un coefficient $k_c$ et on détermine :

$$k'_{rond} = 1 + \frac{12}{20}(k_c - 1)$$

Si $0 < \lambda < 1$ :

$$k'_{rond} = 1 + \frac{m^2-4}{60} \lambda^4$$

## 3. CALCUL DU COURANT A VIDE PAR PHASE :

Le courant à vide $I_o$ comprend deux parties : le courant watté et le courant déwatté.

a) Calcul de $I_{ow}$ :

Le courant watté $I_{ow}$ vaut $I_o \cos\varphi_o$

Dans le cas d'un transformateur monophasé :

$$I_{ow} = \frac{P_{fer} + P_{Cu,o}}{U_1}$$

Le terme $P_{Cu,o}$ vaut $r_1 I_o^2$

Dans le cas d'un transformateur triphasé :

$$I_{ow} = \frac{P_{fer} + P_{Cu,o}}{3\ U_1}$$

$$P_{Cu,o} = 3\ r_1\ I_o^2$$

Notons que l'on mesure $I_{ow}$ , $U_1$ par phase.

Quand on ne connait pas $I_O$, on peut assimiler $I_o$ à $I_{odw}$ car la courant à vide est très décalé sur la tension appliquée.

En fait : $I_{o\ dw} = I_o \sin\varphi_o$ $I_o$ voisin de $I_{o\ dw}$

b) Calcul de $I_{o\ dw}$ :

PREMIER CAS: Transformateur monophasé (figure 32)

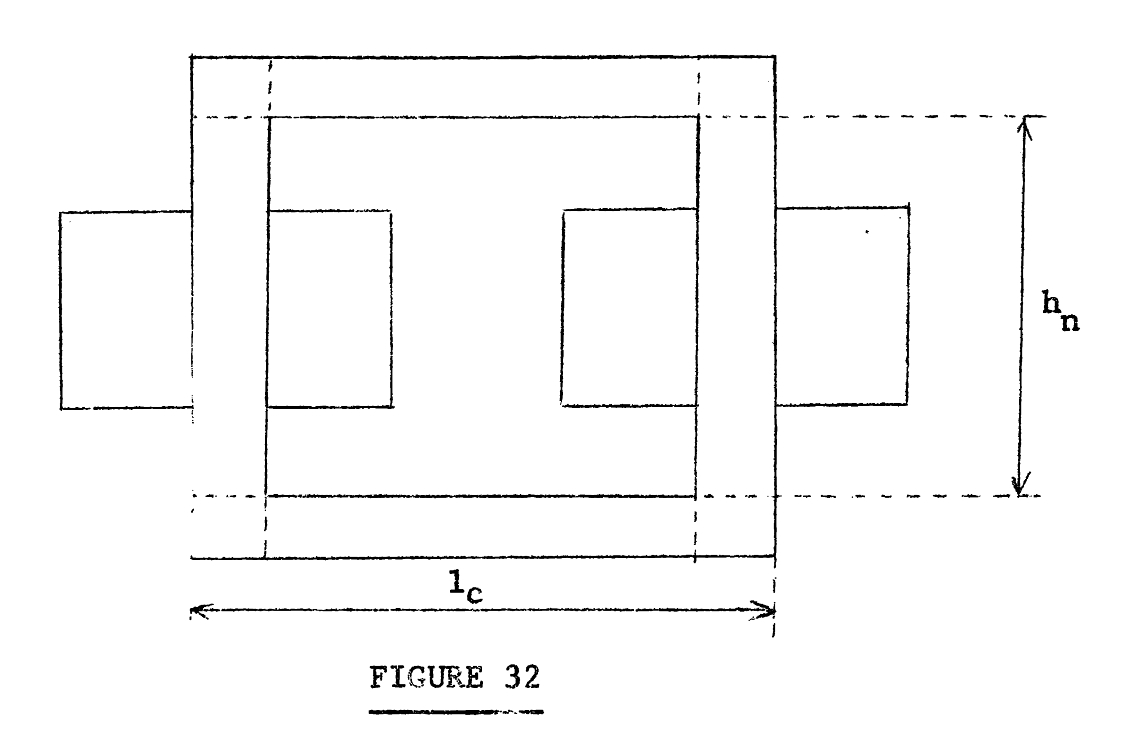



FIGURE 32

Les ampères-tours valent $N_1\sqrt{2}\ I_{o\ dw}$ lorsque la sinusoïde du courant atteint la valeur maximum.

Les ampères-tours servent à créer l'induction :

$$\int_{\text{circuit magnétique}} \frac{B}{\mu}\, dl$$

$B/\mu$ représente l'induction en ampères-tours/m, l représente la longueur des lignes de force dans le noyau en mètres.

Il faut considérer en outre les joints en tôles dans les noyaux et les culasses.

Appelons x et y respectivement le nombre de joints dans les noyaux et les culasses et j l'épaisseur d'un joint mesurée en mètres.

$$\sqrt{2}\ N_1\ I_{o\ dw} = 2\left(\frac{B_n}{\mu_n}\ l_n + \frac{B_c}{\mu_c}\ l_c\right) + \frac{x\ j\ B_n + y\ j\ B_c}{\mu_o}$$

Les valeurs de j varie de 0,001 à 0,01 cm. Les faibles valeurs sont obtenues pour les joints recouverts.

DEUXIEME CAS: Transformateur triphasé (figure 33)

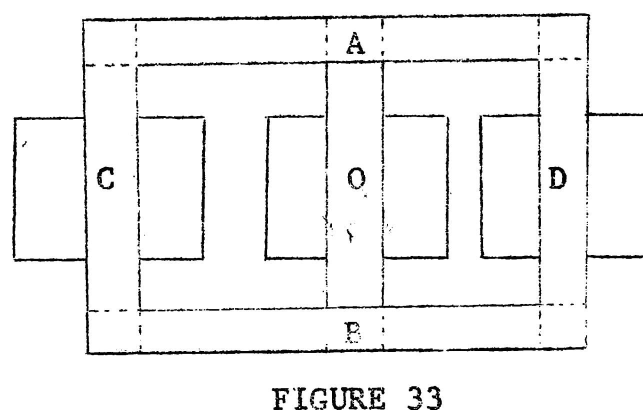



FIGURE 33

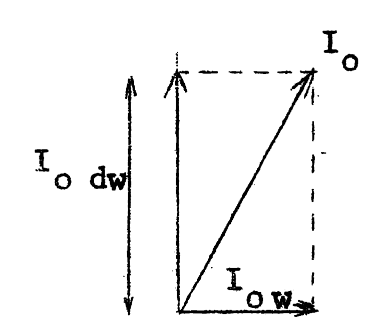



FIGURE 34

longueur BOA = $l_1$
longueur BCA = $l_2$
longueur BDA = $l_3$

L'on a alors l'équation :

$$\sqrt{2}\ N_1\ I_{o\ dw} = \frac{1}{3}\left(\Sigma_{BOA}\ \frac{B_1}{\mu}l_1 + \Sigma_{BCA}\ \frac{B_1}{\mu}\ l_2 + \Sigma_{BDA}\ \frac{B_1 l_3}{\mu}\right)$$

Il faut dans le calcul de chaque terme en Σ tenir compte des joints.

En principe : $\Sigma_{BCA}\ B_1 = \Sigma_{BDA}\ B_1$

Le calcul de $I_o$ est alors obtenu par la formule :

$$I_o = \sqrt{I_{o\ w}^2 + I_{o\ dw}^2}$$

On en déduit $\cos \varphi_o = \frac{I_{o\ w}}{I_o}$

VALEURS USUELLES DES PERTES, DU RENDEMENT ET DU COURANT A VIDE

Monsieur Demierbe donne le tableau suivant :

| kVA | $P_{fer}$ en % | $P_{Cu}$ en % | $P_{pertes}$ en % |
|---|---|---|---|
| 10 | 1,2 | 3,8 | 5 |
| 100 | 0,7 | 2,2 | 2,9 |
| 1000 | 0,5 | 1,5 | 2 |
| 10000 | 0,3 | 0,9 | 1,2 |
| 50000 | 0,2 | 0,6 | 0,8 |

Le rendement en % s'exprime par :

$$\frac{\text{Puiss. absorbée - pertes}}{\text{Puiss. absorbée}} \cdot 100$$

Le courant magnétisant $I_{o\ dw}$, peu différent du courant à vide vaut environ 8% du courant nominal des petits transformateurs et 3% du courant nominal des grands transformateurs.

Remarquons qu'à l'enclenchement le courant magnétisant peut être très élevé et atteindre 4 à 5 fois le courant nominal. Ce courant transitoire qui n'offre aucun danger pour le transformateur peut faire déclencher le disjoncteur de protection de ce dernier si les relais de déclenchement instantané sont réglés à une valeur trop faible.

x

x x

## § 2 . ECHAUFFEMENT ET REFROIDISSEMENT DES TRANSFORMATEURS

### 1. PRINCIPE :

Le calcul exact de l'échauffement d'un transformateur est pratiquement impossible. Il faudrait tenir compte de la conductibilité thermique de chaque constituant, des mouvements de l'huile ou de l'air, de l'influence des canaux de ventilation, etc ...

On se contente d'estimer l'échauffement par rapport à l'air ambiant en utilisant la formule de Newton :

$$P = \alpha S \Delta\Theta$$

où P représente la puissance à dissiper en watts

$\alpha$ représente le coefficient d'échange en $\frac{W}{m^2 . 0°C}$

S représente la surface du corps chaud en $m^2$

$\Delta\Theta$ représente la différence de température entre la surface et l'air ambiant en °C

L'échauffement total comprend en outre la chute de température interne depuis le point le plus chaud jusqu'à la surface.

### 2. EVALUATION DES PERTES :

Les pertes à dissiper comprennent les pertes dans le fer, qui ont été évaluées au début de ce chapitre et les pertes dans le cuivre.

Les pertes dans le fer sont constantes.

Les pertes dans le cuivre sont fonction de la charge, elles sont proportionnelles au carré de la charge.

### 3. EVACUATION DES PERTES :

#### a) Refroidissement par l'air

Certains appareils sont refroidis par l'air. L'air lèche les parties chaudes, s'échauffe et est remplacé par de l'air frais soit par l'intermédiaire d'une circulation naturelle, soit par circulation forcée par un ventilateur.

Le coefficient $\alpha$ vaut 13 pour une surface externe par exemple la surface extérieure d'un bobinage externe et 8 pour une

surface interne par exemple la surface d'un noyau magnétique à condition que l'air puisse circuler librement autour de ce noyau.

Ces coefficients supposent une ventilation naturelle.

Si l'air peut circuler entre les enroulements primaire et secondaire ainsi qu'entre l'enroulement intérieur et le circuit magnétique, le calcul sera exécuté séparément pour chaque enroulement et pour le circuit magnétique étant bien entendu que les pertes de chaque partie seront seules prises en considération.

Si l'air ne peut pas circuler librement, il faut estimer le chemin le plus probable d'évacuation des calories, grouper les pertes en conséquences, déterminer les surfaces de refroidissement et estimer la chute interne de température.

La chute interne de température peut varier entre 20 et 50 % de la chute totale, tant pour le circuit magnétique que pour le bobinage.

Les transformateurs à air sont construits uniquement pour les faibles puissances (quelques centaines de kVA) et pour des tensions inférieures à 15 kV. Pour les valeurs plus importantes il est nécessaire d'utiliser l'huile ou un autre liquide isolant. On les utilise lorsqu'on craint le danger d'incendie.

b) Refroidissement par l'huile

Au contact du noyau magnétique qui s'échauffe et des enroulements qui s'échauffent également, la température de l'huile s'élève, l'huile se dilate et s'élève, faisant ainsi place à de l'huile plus froide qui s'échauffe à son tour. L'huile chaude se refroidit à la partie supérieure de l'appareil et dans les radiateurs éventuels puis redescend pour parcourir un nouveau cycle.

La figure 35 montre comment circule l'huile dans un appareil muni d'un radiateur à tubes.

On peut constater empiriquement qu'il existe un rapport a/h optimum pour obtenir le meilleur refroidissement.

Le graphique (figure 36) permet de mieux se rendre compte de l'allure du phénomène.

L'huile circule suivant le sens des flèches. La circulation est d'autant plus intense, pour un appareil donné que l'écart de température entre les points A et B est plus important.

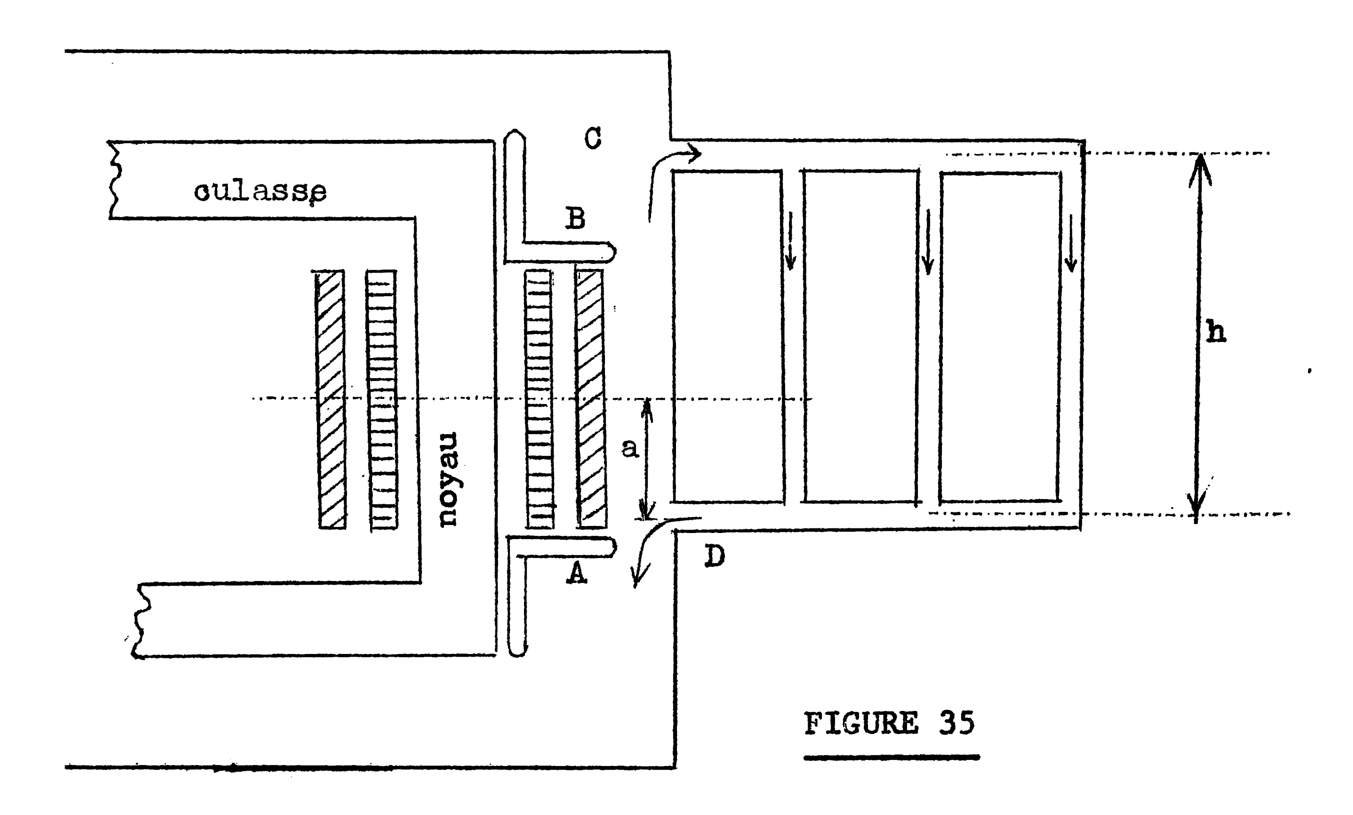



FIGURE 35

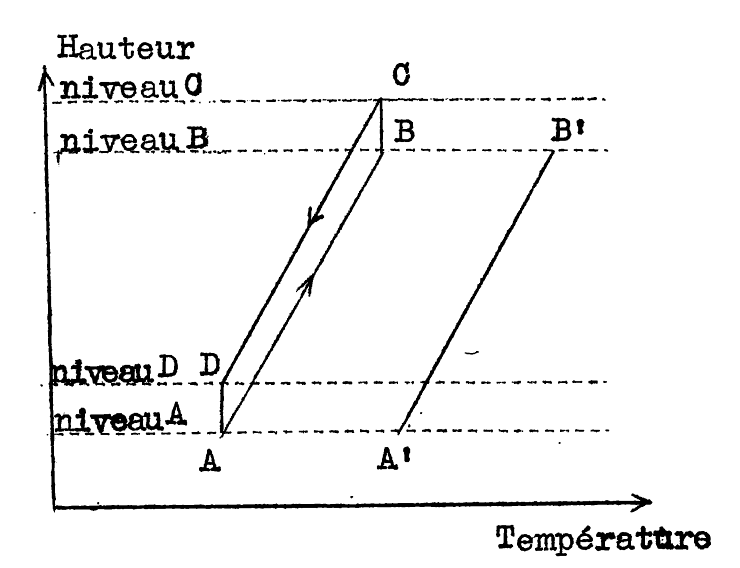



FIGURE 36

L'échauffement des conducteurs suit la droite A'B' pratiquement parallèle à AB. L'écart AA' ou BB' s'appelle le "gradient d'enroulement". Il vaut de 10 à 20° suivant le type d'appareil, il est à peu près constant sur toute la hauteur du bobinage.

Le gradient d'enroulement varie avec la charge, il est fonction de la puissance 0,8 des pertes dans le cuivre quand la charge varie.

Soit $\Delta\theta_{h,c}$ le gradient correspondant à la pleine charge et donc aux pertes $P_{Cu}$ dans le cuivre (x).

Le gradient pour un autre régime, par exemple, pour la demi-charge vaut :

$$\Delta'\theta_{h,c} = \left(\frac{\frac{P_{Cu}}{4}}{P_{Cu}}\right)^{0,8} \Delta\theta_{h,c}$$

$$= \left(\frac{1}{4}\right)^{0,8} \Delta\theta_{h,c}$$

Les calculs d'échauffement seront exécutés dans l'hypothèse où les échauffements dans le fer et le cuivre sont indépendants et ne dépendent respectivement que des pertes dans le fer et le cuivre. Cette hypothèse est valable à la condition que la circulation d'huile soit suffisante entre le noyau et les enroulements. Un intervalle de 4 - 5 mm est nécessaire entre le fer et l'enroulement intérieur.

c) Evaluation des températures d'échauffement

La détermination des échauffements se ramène au calcul des trois écarts de température suivants :

1) noyau - huile

2) conducteurs - huile

3) huile - air

## I . ECART DE TEMPERATURE NOYAU-HUILE

La chute globale de température entre le point chaud du noyau et l'huile à la surface s'obtient par la formule empirique suivante :

$$\Delta\theta_{n,h} = \frac{\Delta\theta_1 \cdot \Delta\theta_2}{\Delta\theta_1 + \Delta\theta_2}$$

---

(x) Les pertes dans le cuivre sont proportionnelles au carré de la charge

$\Delta\theta_1$ = écart fictif de température calculé en supposant que les calories soient uniquement évacuées parallèlement au plan des tôles

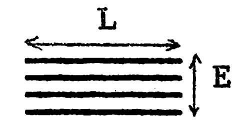
$\Delta\theta_2$ = écart fictif de température calculé en supposant que les calories soient uniquement évacuées perpendiculairement au plan des tôles

Ces écarts fictifs sont proportionnels aux pertes par kg de tôles, les pertes supplémentaires doivent donc intervenir dans le calcul.

Le tableau ci-dessous donne des valeurs de $\Delta\theta_1$ , $\Delta\theta_2$ pour une perte totale de 1 W par kg, pertes supplémentaires comprises.

Le régime est supposé établi, l'huile ne subit pas de circulation forcée.

| E ou L en mm | 0 | 100 | 300 | 600 |
|---|---|---|---|---|
| $\Delta\theta_1$ en °C | 0 | 3 | 10 | 25 |
| $\Delta\theta_2$ en °C | 0 | 4 | 25 | 90 |




Lorsqu'un ou plusieurs canaux de circulation d'huile sont ménagés dans le circuit magnétique, l'épaisseur E et la largeur L sont les dimensions des paquets. Le canal doit avoir une épaisseur minimum de 10% de l'épaisseur d'un paquet.

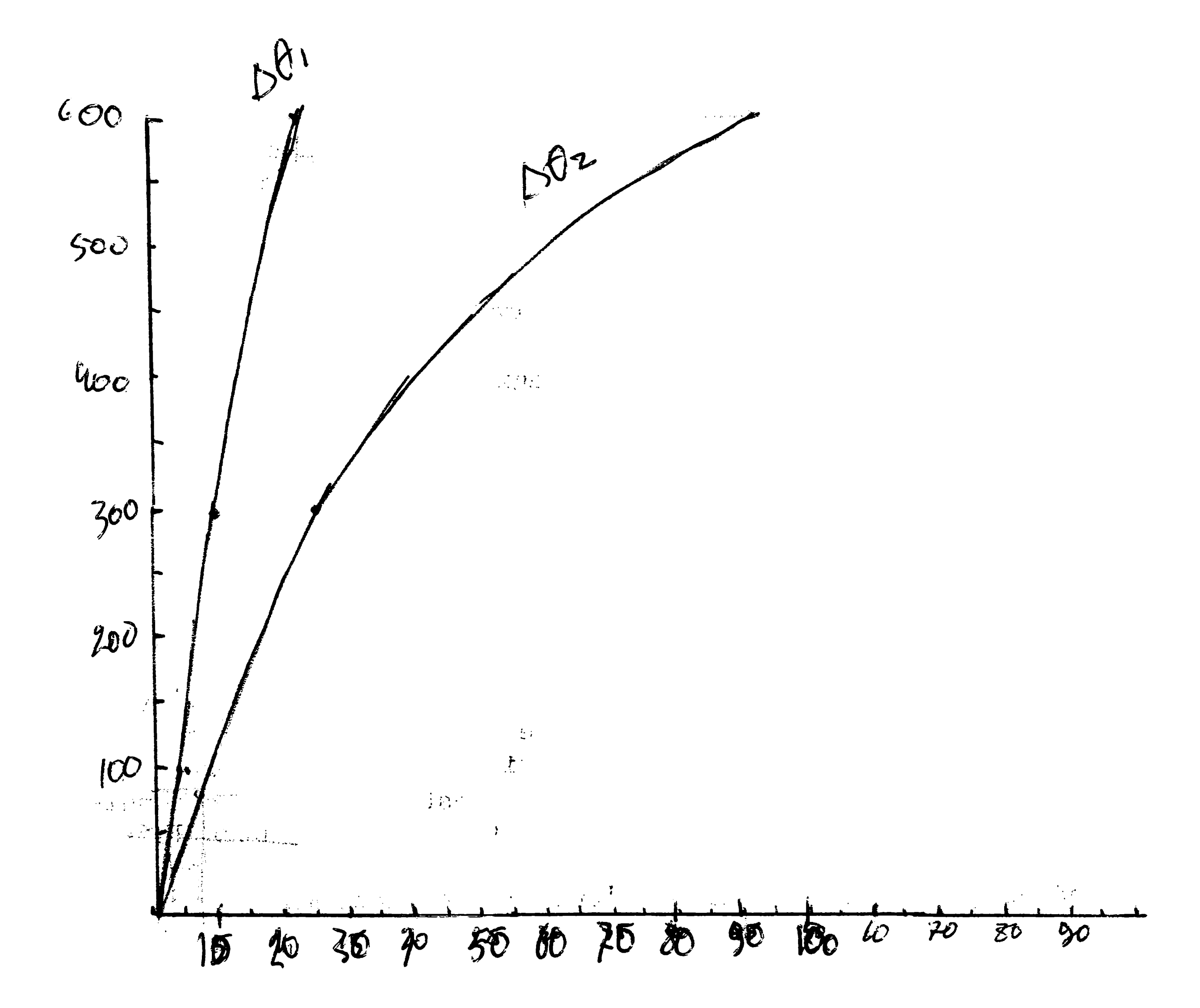
## II . ECART DE TEMPERATURE CONDUCTEUR-HUILE

Le gradient d'enroulement se compose de deux parties:

- la chute interne de température depuis le point le plus chaud à l'intérieur du bobinage jusqu'à la surface extérieure des conducteurs à la périphérie des enroulements

- la chute de température depuis la surface extérieure des conducteurs à la périphérie des enroulements jusqu'à l'huile. Cette chute de température comprend donc l'écart de température entre les surfaces interne et externe des isolants et l'écart de température entre la surface externe de l'isolant et l'huile.

Comme le cuivre et l'aluminium sont d'excellents conducteurs de la chaleur, la chute interne de température dans les conducteurs est faible, on peut admettre qu'elle vaille 25% de l'écart



$\Delta\theta_1$
$\Delta\theta_2$
600
500
400
300
200
100

de température entre les températures du conducteur et de l'huile.

L'échauffement des enroulements est calculé d'après la loi de Newton en considérant deux cas : circulation verticale et circulation horizontale de l'huile.

VALEUR DU COEFFICIENT $\alpha$ DANS LA FORMULE: $P = \alpha S \Delta\Theta$

| Circulation verticale de l'huile | | Circulation horizontale de l'huile (a ↕, ← $d_1$ →) bobines ou galettes | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $e_{mm}$ | $\alpha$ en $\frac{W}{m^2.0°C}$ | $\frac{a}{d_1}$ | e = 0 | $e = \frac{1}{2}$ | e = 1 | e = 2 | e = 5 |
| | | | | Valeurs de $\alpha$ | | | |
| 0 | 130 | | | | | | |
| 0,5 | 100 | 0,05 | 40 | 35 | 30 | 25 | 20 |
| 1 | 80 | 0,1 | 60 | 50 | 45 | 40 | 25 |
| 2 | 60 | 0,2 | 80 | 70 | 60 | 45 | 30 |

La cote e représente l'épaisseur simple du guipage en papier.

Ce tableau est valable en supposant que le canal vertical ait une largeur valant au moins 10% de l'épaisseur du bobinage/

Le tableau de gauche donne directement la valeur de $\alpha$ en fonction de l'épaisseur de l'isolant.

Pour déterminer la valeur de $\alpha$ dans le second tableau, il faut calculer le rapport $a/d_1$ et chercher ensuite sur la ligne correspondante la colonne relative à l'épaisseur de l'isolant.

## III . ECART DE TEMPERATURE HUILE-AIR

La chute globale de température huile-air a trois composantes :

1) écart de température huile-paroi interne de la cuve

2) écart de température paroi interne-paroi externe

3) écart de température paroi externe-air

Le choix de la cuve est fonction des pertes, c'est-à-dire de la puissance à dissiper.

En pratique on prend:

- des cuves lisses pour les transformateurs de puissance inférieure à 30 kVA
- des cuves à ailettes ou à tubes soudés individuellement à la cuve pour des puissances comprises entre 30 et 1000 kVA
- des cuves à radiateurs pour les puissances supérieures, jusqu'à 15.000 kVA

Au delà de 15.000 kVA les radiateurs doivent être refroidis par air soufflé ou par une circulation forcée de l'huile dans des échangeurs séparés à eau ou à air. Un contact thermique enclenche les moteurs des ventilateurs quand la température de l'huile monte.

Pour les cuves à ailettes, les épaisseurs minima des tôles doivent être de 4 mm lorsque la profondeur des ailettes est inférieure à 100 mm et de 10 mm lorsque la profondeur des ailettes dépasse 100 mm.

S'il est fait usage de tubes soudés, leur diamètre sera d'au moins 20 mm.

Le calcul du refroidissement de la cuve sera exécuté en considérant :

- le refroidissement par le couvercle (rayonnement + convection)
- le refroidissement de la surface latérale de la cuve par convection
- le refroidissement de la surface latérale de la cuve par rayonnement

Le refroidissement par le couvercle est donné par la formule :

$$P = \alpha\ S\ \Delta\Theta \qquad \text{où} \quad \alpha = 10\ \frac{W}{m^2.0°C}$$

S représente la surface du couvercle en $m^2$

Le calcul de la puissance évacuée par la <u>surface latérale de</u> la cuve est effectué de la façon suivante :

a) <u>Pertes par convection</u> : $P = \alpha_c\ S_{dév}.\ \Delta\Theta$

où $S_{dév}$ représente la surface développée en $m^2$

où $\alpha_c = 4,3 - \frac{P}{10p}$ avec P = la profondeur de l'ailette

et p = le pas de l'ailette (fig.37)

n= nombre d'ailettes

La surface développée vaut approximativement 2 P.h .n
où h représente la hauteur de la partie ailettée de la cuve.

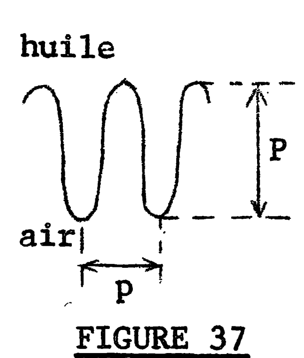



FIGURE 37

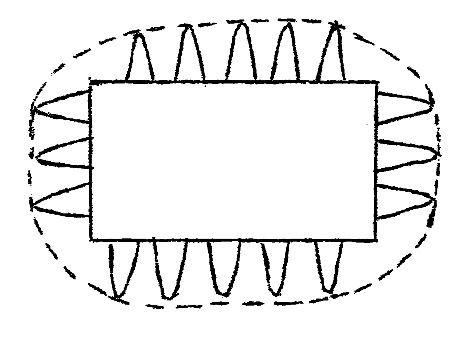


FIGURE 37 BIS

b) Pertes par rayonnement :

$$P = \alpha_r . S_{env} . \Delta\theta$$

$$\alpha_r = 3,7 \text{ par } \frac{W}{m^2.0°C}$$

La surface enveloppe est représentée à la figure 37 bis par le produit du périmètre convexe circonscrit à la cuve et de la hauteur de la cuve.

REMARQUE :

La surface développée intervient dans le calcul des pertes par convexion car celles-ci se font par l'intermédiaire de l'air dont la vitesse ascensionnelle est ralentie par la présence des ailettes.

La surface enveloppe intervient seule dans le calcul des pertes par rayonnement car le rayonnement s'effectue vers l'extérieur et non évidemment d'une ailette sur l'autre.

x

x x

Si l'on fait usage de radiateurs à tubes ronds, la surface de convection est la surface développée et le coefficient $\alpha_c$ vaut :

$$k_1 \; k_2 \; . \; 6{,}5 \qquad \frac{W}{m^2 . 0°C}$$

Le coefficient $k_1$ est fonction du rapport a/h (figure 35) tandis que le coefficient $k_2$ dépend de h.

Dans le circuit de l'huile, la perte de charge est fonction de la hauteur h, l'huile circulera donc moins vite dans un radiateur de grande hauteur pour un même écart de température entre les deux extrémités du radiateur.

| $\frac{a}{h}$ | $k_1$ |
|---|---|
| 0 | 1,15 |
| 0,2 | 1,1 |
| 0,3 | 1,00 |
| 0,4 | 0,85 |

| h en mètres | $k_2$ |
|---|---|
| 1 | 1,2 |
| 2 | 1,00 |
| 3 | 0,9 |

Les pertes par rayonnement valent :

$$W_r = \alpha_r . S_{env} . \Delta\theta \quad \text{avec} \quad \alpha_r = k_1 . k_2 . 4{,}5$$

Les pertes totales de la cuve sont la somme des pertes par le couvercle, et de la surface latérale de la cuve par convection et radiation. On néglige les pertes par le fond de la cuve.

Les échauffements limites des transformateurs ont été définis à l'échelon national par des normes valables dans les grands pays industriels et à l'échelon international par le Comité Electrotechnique International (C.E.I.).

Ces principales valeurs sont reprises ci-dessous :

| Mode de refroidissement. Classe d'isolation | Température t° ou échauffement $\Delta\theta$ | CEI 1950 | USE France | ASA USA | BSS G.B | ASE S | CEB B | VDE All |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Transformateur type sec | t° ambiante maximum | 40 | 40 | 40 | 40 | 40 | 35 | 35 |
| Refroidissement naturel ou air soufflé | $\Delta\theta_{Cu}$ moyen | 55 | 55 | 55 | 55 | 55 | 55 | 60 |
| | $\Delta\theta_{Cu}$ pt chaud | - | - | 65 | - | - | 65 | - |
| Isolant classe A | $\Delta\theta$ autres parties métalliques | - | 55 | 65 | - | - | 70 | 60 |
| Transformateur dans l'huile | t° ambiante maximum | 40 | 40 | 40 | 40 | 40 | 35 | 35 |
| Circulation naturelle ou par air soufflé | $\Delta\theta_{max}$ huile | 55 | 50 | 55 | 50 | 50 | 60 | 60 |
| | $\Delta\theta_{Cu}$ moyen | 60 | 60 | 55 | 60 | 60 | 60 | 70 |
| Isolant classe A | $\Delta\theta_{Cu}$ pt chaud | - | - | 65 | - | - | 70 | - |
| | $\Delta\theta$ autres parties métalliques | - | 70 | 65 | - | - | 70 | 70 |
| Transformateur type sec | t° ambiante maximum | | | | | | 40 | 40 |
| Refroidissement naturel ou par air soufflé | $\Delta\theta_{Cu}$ moyen | | | | | | 75 | 80 |

Afin de faire travailler les appareils puissants à un régime plus poussé, ce qui entraîne l'élévation de la température de l'huile on a utilisé des transformateurs dans lesquels le conservateur est réuni à une bonbonne d'azote sous pression, ce qui permet d'éviter la saponification de l'huile au contact de l'oxygène de l'air.

x

x x

REMARQUES :

1) Constantes de temps d'un transformateur

Considérons un appareil à la température ambiante. On appelle constante de temps de l'appareil le temps que mettrait cet appareil pour être porté à la température de régime si son échauffement s'accroissait au rythme initial.

La figure 38 illustre la définition.

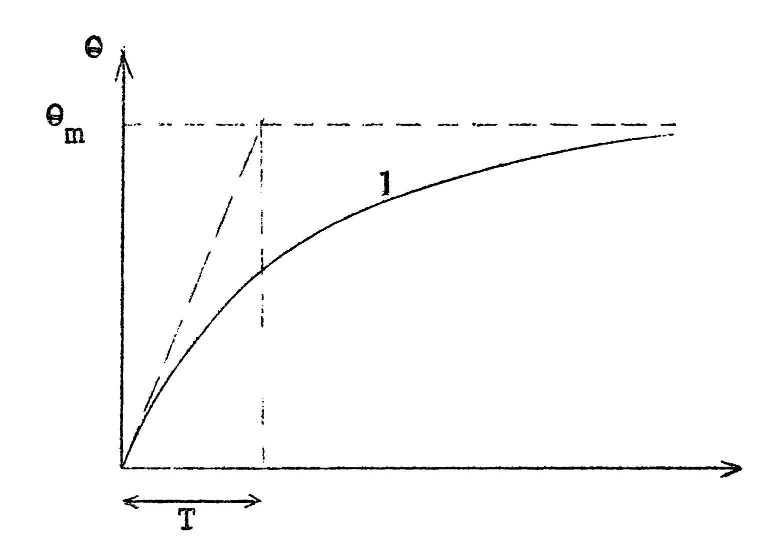



FIGURE 38

La courbe 1 donne en fonction du temps l'échauffement réel de l'appareil. La tangente à l'origine permet de calculer la constante de temps.

Chaque élément du transformateur qui est une source de chaleur (fer, enroulements) a sa propre constante de temps. Les autres éléments (cuve, huile, isolants, etc ...) interviennent dans la constante de temps globale de l'appareil.

La constante de temps globale vaut 2 à 5 heures suivant la grandeur de l'appareil.

La constante de temps partielle relative à l'écart de température entre les enroulements et l'huile est beaucoup plus faible : 6 à 30 minutes

On appelle constante repère $T_r$ le temps qui serait nécessaire pour que l'appareil atteigne la température $\Theta_m$ sous l'effet des pertes dans le fer et le cuivre en supposant que l'appareil ne rayonne pas dénergie vers l'extérieur.

$$T_r = \frac{Q \cdot \Delta\Theta}{\Sigma P}$$

Q représente l'équivalent calorifique de l'appareil c-à-d $\Sigma G_i C_i$ la somme des poids des divers constituants multipliés chacun par leur chaleur spécifique.

2) Influence de l'échauffement sur la vie d'un transformateur

La cause la plus fréquente de destruction d'un transformateur réside dans la répétition des courts-circuits dans le réseau alimenté par l'appareil.

Indépendamment de cette cause de destruction on a pu démontrer que la vie probable d'un appareil est fonction de son échauffement.

Les travaux de Monsieur Montsinger ont montré que pour un appareil avec isolant de classe A, muni d'un conservateur d'huile, la durée de vie probable en fonction de la température du point chaud évoluait suivant le tableau ci-dessous :

| Température du point chaud | Vie probable en heures |
|---|---|
| 100 | 85.000 |
| 108 | 42.500 |
| 116 | 21.250 |
| 124 | 10.600 |

L'accroissement de la température favorise l'apparition d'acides et de boues. Ces dernières se collent contre les isolants et augmentent ainsi la température des enroulements.

L'échauffement de l'huile et sa dilatation suivie de sa contraction provoqueraient un appel d'air frais lors de la contraction de l'huile, ce qui favoriserait l'introduction d'eau

dans l'huile. Une faible quantité d'eau réduit d'une façon radicale le pouvoir diélectrique de l'huile.

L'introduction d'oxygène entraîne l'oxydation des huiles et leur acidification.

On lutte contre ces deux causes importantes de destruction par l'utilisation de conservateur d'huile. La surface de contact air-huile est réduite au minimum.

Tous les appareils d'importance moyenne et à fortiori les autres doivent être équipés d'un conservateur d'huile.

La partie supérieure du conservateur est mise en rapport avec l'air ambiant par l'intermédiaire d'un dessicateur. Le niveau d'huile fluctue ainsi sans inconvénient suivant la température de l'huile.

============================

# CHAPITRE III

## 1. CONSTITUTION DU CIRCUIT MAGNETIQUE :

### a) Types de circuits magnétiques

On distingue deux types de circuits magnétiques :

- le type à noyaux (figures 39 et 40)
- le type cuirassé (figures 41 et 42)

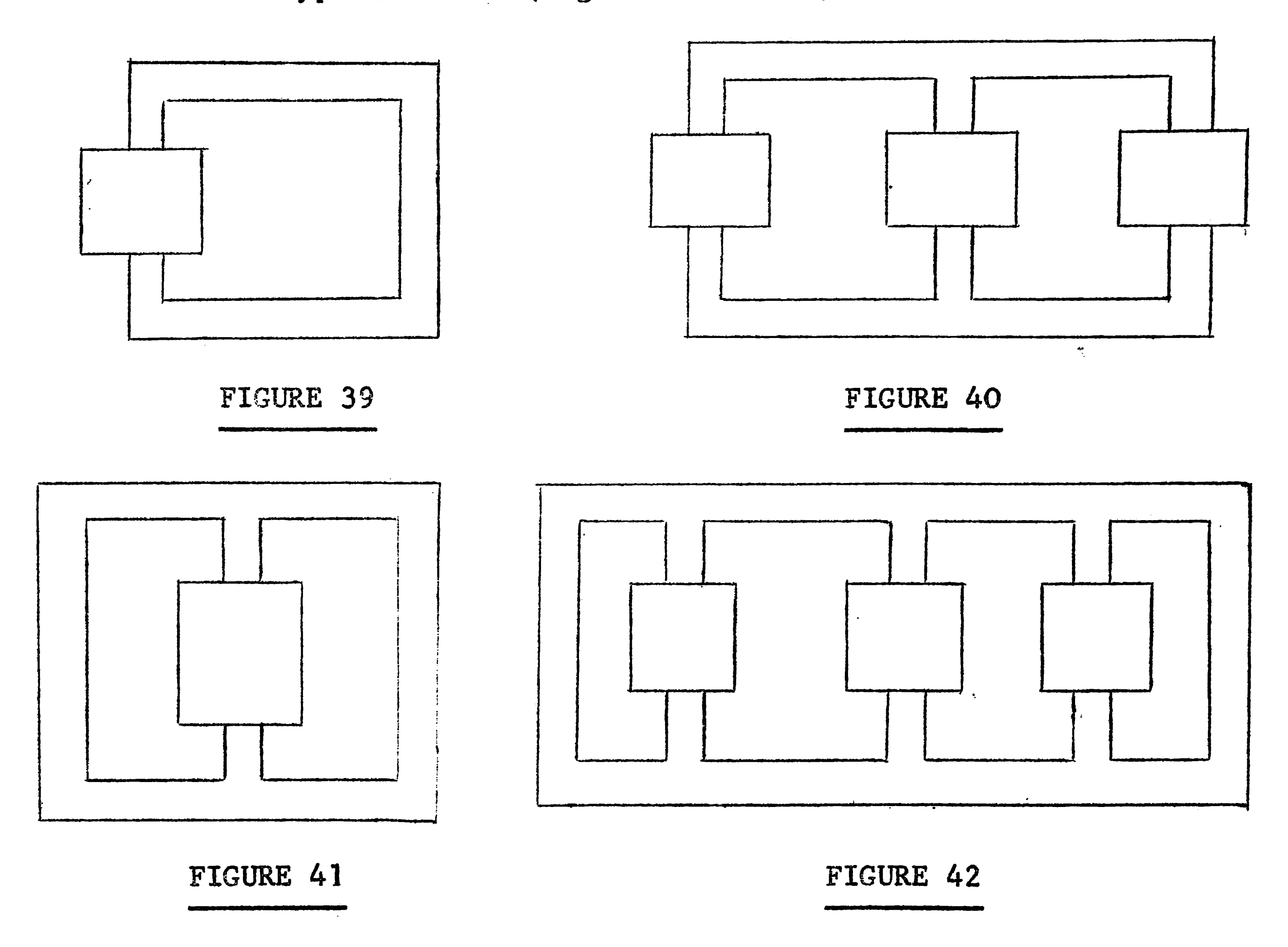


FIGURE 39

FIGURE 40

FIGURE 41

FIGURE 42

Le circuit de la figure 42 est utilisé pour réduire la hauteur de la culasse afin de diminuer la hauteur totale de l'appareil en raison par exemple de difficultés de transport.

b) Types de tôles magnétiques

On peut utiliser soit des tôles magnétiques dites ordinaires de qualité 1 à 1,6 W par kg à 50 Hz pour 1 wéber par $m^2$ ou des tôles hipersil dont les pertes à 1 wéber par $m^2$ et 50 Hz valent seulement 0,6 W.

Les pertes sous une induction de 1,5 Wéber/$m^2$ valent 3,2W pour les tôles ordinaires et 1,3 W pour les tôles hipersil. Les tôles hipersil sont constituées d'acier au silicium à cristaux orientés.

Lors du montage les tôles doivent être orientées suivant les cristaux et le circuit magnétique doit être recuit après le travail mécanique.

Le découpage des tôles hipersil est réalisé de façon à rendre minimum la longueur des joints.

c) Découpage des tôles - Joints - Section du noyau magnétique

Les tôles doivent être d'épaisseur réduite 0,35 mm afin de réduire les pertes dans le circuit magnétique et il faut que les joints des tôles se recouvrent en vue de réduire le courant magnétisant.

Afin de réduire les courants de Foucault, les tôles sont isolées.

Les tôles hipersil sont isolées spécialement.

Le noyau magnétique ne peut être parfaitement circulaire car la confection d'un noyau de cette forme compliquerait le découpage des tôles. En pratique, le noyau a une section qui ne met en oeuvre qu'un nombre restreint de largeurs de tôles.

Exemples : Figures 43 , 44 , 45 et 46.

Du fait du non remplissage complet du cercle théorique du noyau et de l'isolation entre tôles, on affecte la section théorique du noyau d'un coefficient de remplissage.

L'isolation des tôles au papier réduit la section de 10 %. L'isolation au vernis de 8 %, tandis que l'isolation hipersil la réduit seulement de 5 %.

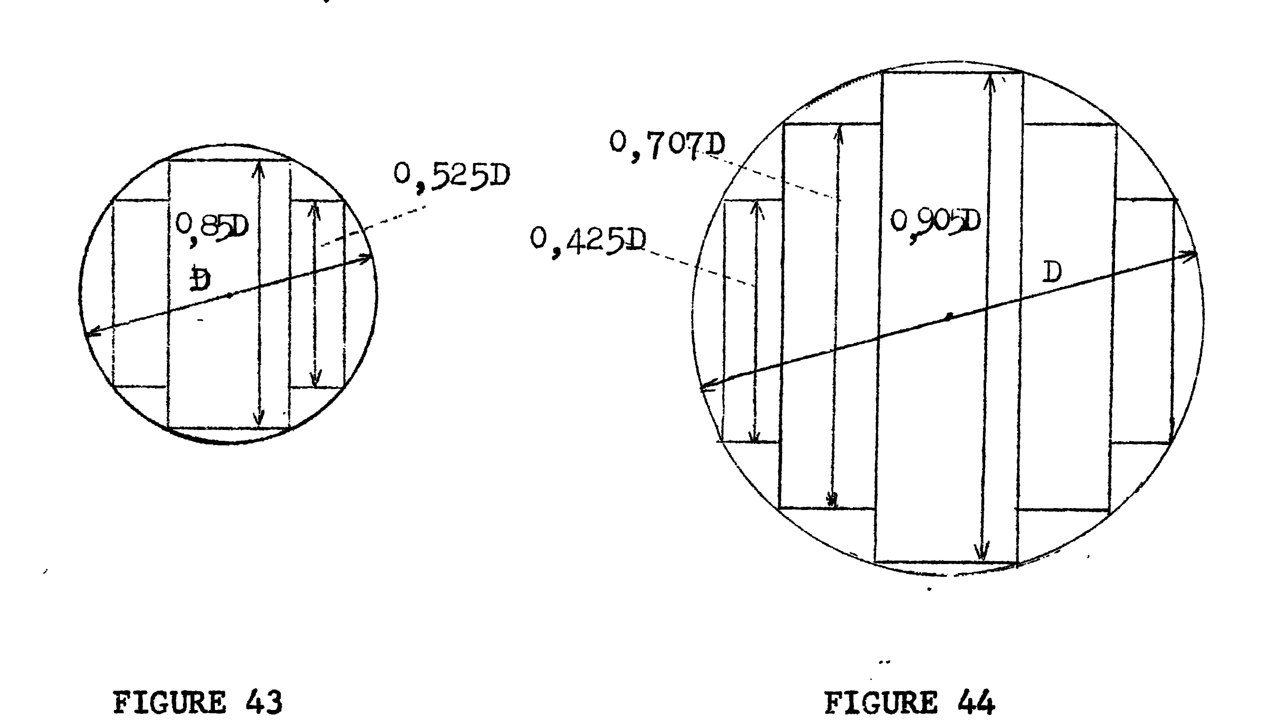



FIGURE 43

FIGURE 44

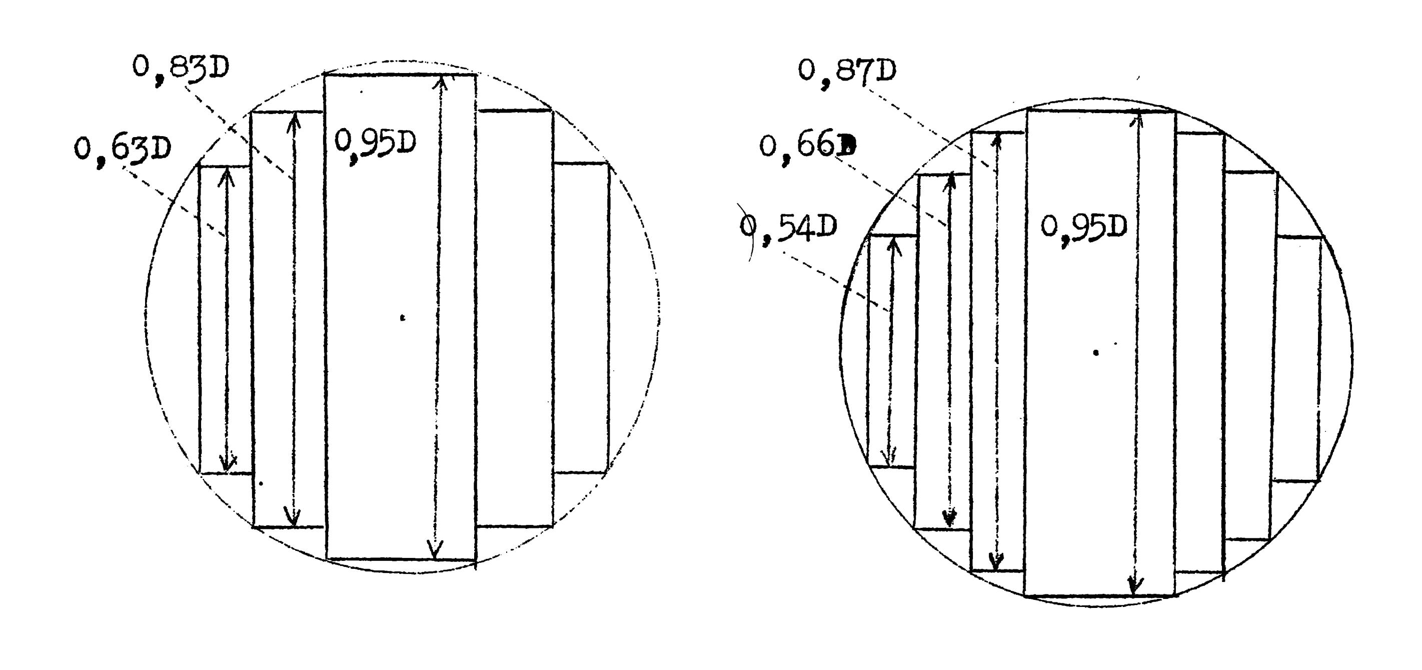


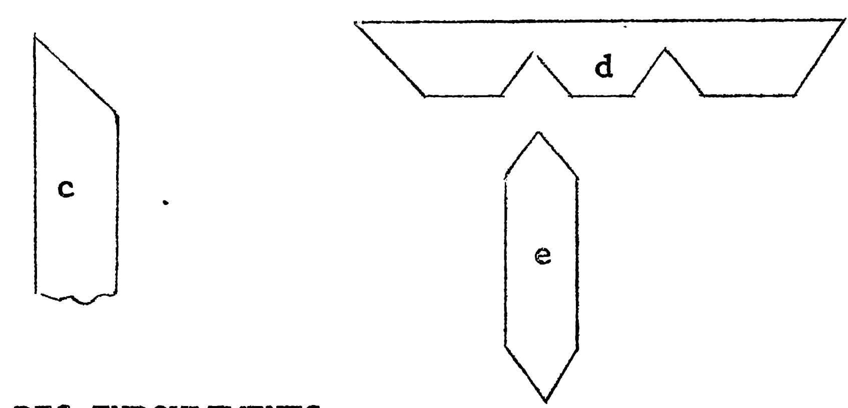

FIGURE 45

FIGURE 46

Les tôles qui ne sont pas de la qualité hipersil sont mises en place de façon à constituer un"joint alterné". On superpose alternativement une couche de tôles suivant la figure a et la figure b pour constituer le joint.




Les tôles hipersil sont découpées suivant un angle de 45° et l'on voit en c , d , e quelques tôles découpées d'un noyau et de la culasse.




2. DISPOSITION DES ENROULEMENTS :

Les enroulements doivent être placés de façon à permettre le refroidissement et le calage.

Le refroidissement est assuré sur le ou les canaux placés suivant l'axe du circuit magnétique (figure 47) et éventuellement par des canaux radiaux placés perpendiculairement au circuit magnétique (figure 48). Ce canal est crée par une réglette portant quelques cales (figure 49).

Le transport des transformateurs, les efforts électrodynamiques de court-circuit imposent le calage soigné des enroulements. Les forces radiales de court-circuit doivent être absorbées par la résistance mécanique des conducteurs.

Si les bobinages n'ont pas la même hauteur, les efforts axiaux sont dangereux.

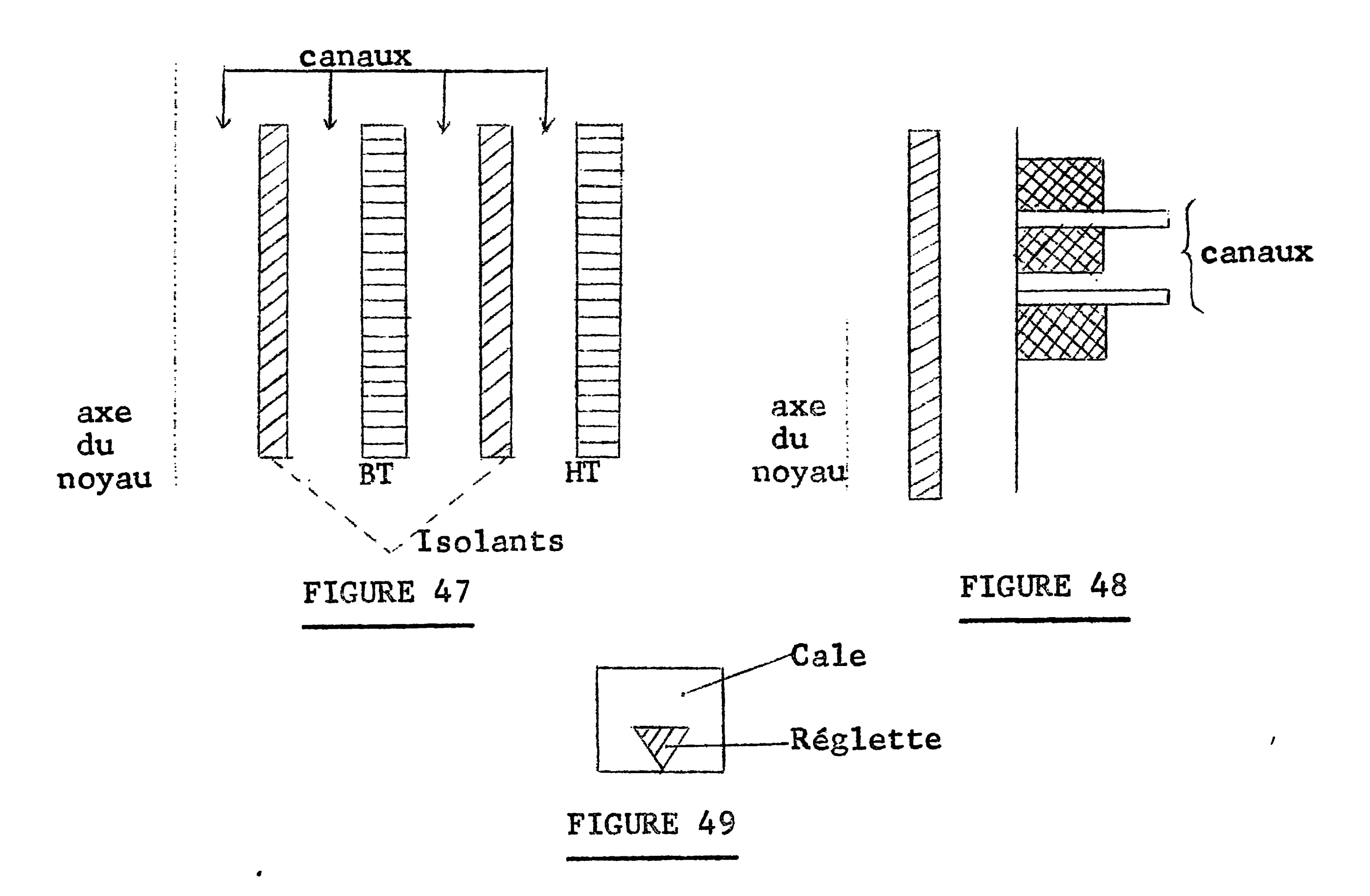



FIGURE 47

FIGURE 48

FIGURE 49

Le centrage et le calage radial des enroulements sont obtenus en plaçant sur le circuit magnétique des blochets de bois placés avec serrage entre les tôles et le tube support de l'enroulement intérieur, le calage entre enroulements est obtenu par des réglettes axiales en bakélite qui permettent ainsi la création de canaux axiaux.

Le calage axial des enroulements est obtenu par l'utilisation des culasses du circuit magnétique et des raidisseurs de ces culasses comme points d'appui.

Les enroulements BT des transformateurs dont la puissance est inférieure à 50 kVA sont calés par des blochets en bois serrés contre la culasse, les enroulements HT sont calés par des rondelles en bakélite serrées contre les raidisseurs. Les tiges de fixation des raidisseurs traversent les culasses et sont isolées (figure 50).

Dans les appareils dont la puissance dépasse 50 kVA, le calage des enroulements HT est exécuté de la même façon tandis que le calage des enroulements BT est également obtenu par des rondelles en bakélite.

Les raidisseurs sont souvent des fers U. Ils sont serrés contre les culasses par des tiges filetées extérieures au circuit magnétique(figure 51).

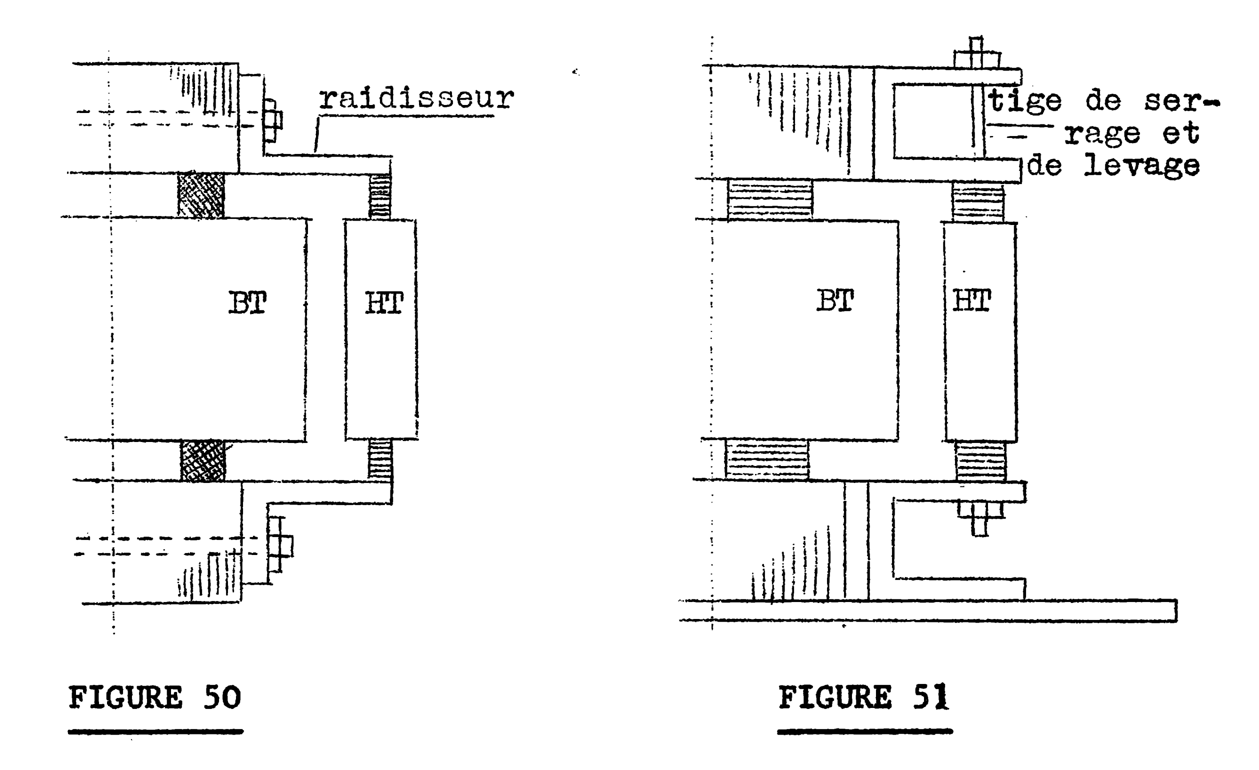



FIGURE 50

FIGURE 51

Le raidisseur inférieur est parfois soudé à une semelle passant sous le circuit magnétique. Quatre tiges de serrage compriment axialement le bobinage en agissant sur les raidisseurs, elles servent de tiges de levage.

La figure 52 montre une coupe à travers le noyau magnétique.

blochet bois

réglettes
bakélite

tubes isolants
bakélite-papier

circuit magnéti-
que noyau

FIGURE 52

## 3. TRAITEMENT DES ENROULEMENTS :

Lorsque le bobinage est exécuté en fils ronds guipés au papier, l'on enduit parfois les couches de fils d'un vernis bakélisé avant de placer une feuille de papier ou de carton.

Le diamètre des fils ronds guipés au papier est rarement inférieur à 1,2 mm.

Lorsque le bobinage est terminé, on l'enduit d'une couche extérieure de vernis bakélisé, puis on lui fait subir un traitement en deux étapes :

Il subit d'abord un séchage au four dans un outillage spécial qui assure une compression sur les enroulements afin de prévenir une réduction de volume en service normal, ce qui détruirait le calage de l'ensemble. Le séchage est prolongé jusqu'à la température de 110°C.

Un séchage sous vide à 100°C pendant une durée variant de 10 à 50 heures suivant le volume des enroulements a pour but de parachever l'élimination de l'eau des isolants. Il est suivi d'une imprégnation avec de l'huile traitée.

## 4. ISOLANTS :

### a) Généralités

Considérons un isolant caractérisé par la valeur de son champ disruptif $H_{dis}$ exprimé en kV/cm.

Si l'isolant possède une épaisseur de d cm le champ disruptif de l'échantillon considéré vaut :

$$U_{dis} = d \cdot H_{dis} \cdot k$$

Le coefficient k est relatif à la forme de l'échantillon.

Exemple: considérons un échantillon cylindrique de rayon extérieur $r_2$ et de rayon intérieur $r_1$.

$$k = r_1 \cdot 2{,}3 \text{ Log } \frac{r_2}{r_1}$$

Si l'épaisseur $r_2 - r_1$ est faible vis-à-vis de $r_1$ :

$$k = 1 - \frac{1}{2} \frac{r_2 - r_1}{r_1}$$

Lorsque le transformateur est terminé, il est soumis à une tension d'essai $U_{essai}$ supérieure à la tension nominale de service.

On doit choisir une épaisseur d'isolant capable de résister a une tension égale au moins à 1,4 $U_{essai}$ souvent on prend même une épaisseur telle que la tension disruptive vaille 2 $U_{essai}$.

Les caractéristiques particulières des isolants sont données dans le tableau ci-dessous :

| Nature de l'isolant | Champ disruptif en kV/cm | Constante diélectrique ε |
|---|---|---|
| Air | 30 | 1 |
| Huile de transformateur | 70 à 150 | 1,8 à 2,3 |
| Papier | 100 à 300 | 2 à 3 |
| Carton de Lyon | 100 à 400 | 3,5 à 5,5 |
| Micanite | 150 à 400 | 4,5 à 7 |

b) Isolation des enroulements entre eux et par rapport à la masse

D'après le Comité Electrotechnique Belge (C.E.B.) l'essai d'isolement doit être exécuté à la fréquence nominale et sous une tension d'essai $U_{essai}$ valant 2 fois la tension nominale plus 1000 V appliquée durant une minute :

$$U_{essai} = 2\ U + 1000$$

Lors de l'essai d'isolement HT, l'enroulement BT est mis à la masse.

Parfois, on utilise les formules suivantes :

$$U_{essai} = 3{,}25\ U \text{ avec minimum de } 2{,}5 \text{ kV}$$

(formule valable pour U inférieur à 10 kV)

$$U_{essai} = 1{,}75\ U + 15 \text{ kV}$$

(formule valable pour $10 \text{ kV} < U < 60 \text{ kV}$)

Ces deuxformules sont utilisées lorsqu'on doit faire appel à des problèmes de coordination d'isolement des réseaux.

On peut aussi faire l'essai pour une tension induite sous fréquence double et à une tension double de la valeur nominale (pour obtenir le flux normal). L'essai à la fréquence double est utilisé lorsque le point neutre est à la terre.

c) Réalisations constructives des isolements

Des tubes en bakélite isolent d'une part la BT de la masse et d'autre part la BT de la HT.

Si la tension est suffisamment élevée, on fait usage d'écrans en bakélite entre colonnes de phases différentes.

Il faut noter les deux points suivants :

1) plus le rayon d'une surface conductrice est faible, plus intense est le champ
2) lorsque plusieurs isolants sont utilisés en série, celui qui possède la plus faible constante diélectrique est soumis au champ maximum

Les galettes extrêmes des enroulements reçoivent un isolement renforcé pour qu'elles puissent résister aux ondes de choc.

Les ondes de choc sollicitent bien plus les galettes d'entrée que les galettes médianes. Pour mieux répartir les ondes de choc, on utilise dans les transformateurs à haute tension, un anneau de garde en bois métallisé extérieurement.

L'anneau est interrompu pour éviter qu'il ne forme une spire en court-circuit (figure 53).

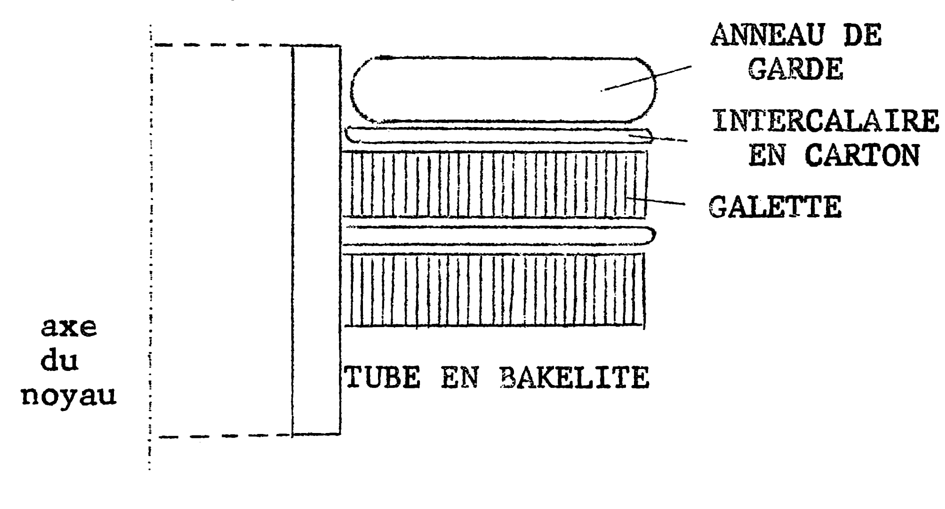



FIGURE 53

Les galettes sont séparées entre elles par des intercalaires en carton.

L'isolation entre couches est sollicitée, en service normal par une tension proportionnelle au nombre de spires de la couche.

Lorsqu'il survient une onde à front raide, les couches d'entrée subissent une sollicitation plus importante que les autres couches.

On place entre chaque couche un ou plusieurs cartons dont l'épaisseur unitaire varie de 0,1 à 0,2 mm

Les ondes à front raide provoquent les tensions les plus élevées sur les spires d'entrée tandis que les court-circuits sollicitent toutes les spires de la même façon.

Sur des éprouvettes, on effectue les essais d'isolement suivants :

1) Tension appliquée aux spires d'entrée $U/\sqrt{3}$ durant 10 secondes à la température de 90°C

2) Tension appliquée aux autres spires $U/2\sqrt{3}$ durant le même temps et à la même température

d) Distances d'isolement

A titre exemplatif, le schéma ci-dessous donne des cotes valables pour les transformateurs conçus pour des tensions de 20 et 30 kV (figure 54).

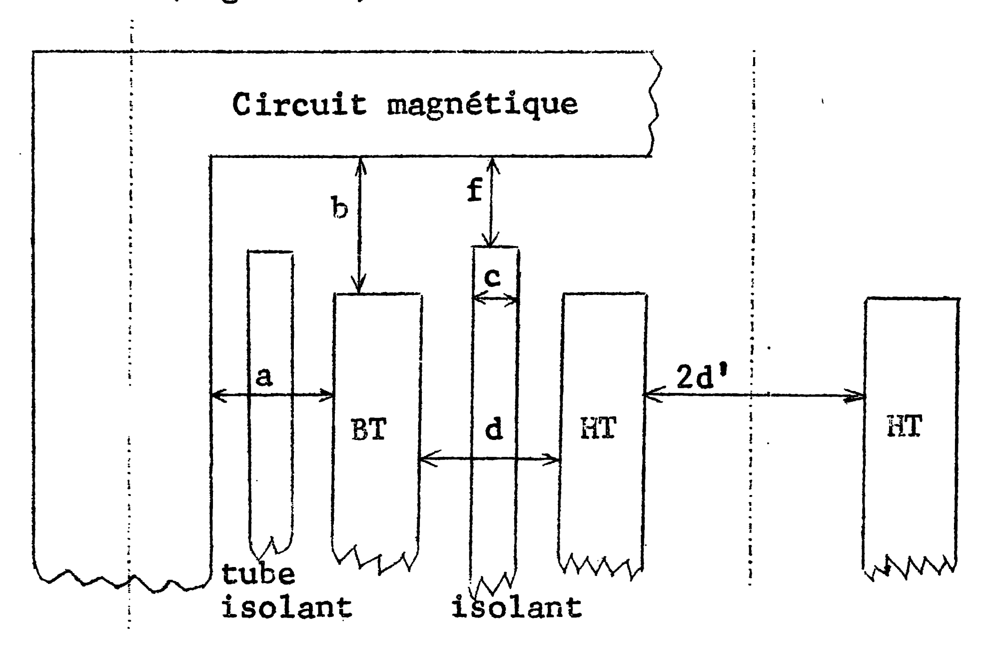



FIGURE 54

Ces cotes peuvent être modifiées pour favoriser les canaux de circulation.

| Tension kV | Valeurs en mm | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | d | a | b | c | d' | e | f |
| 20 | 8 | 14 | 25 | 4 | 4 | 25 | 15 |
| 30 | 12 | 22 | 40 | 6 | 6 | 40 | 25 |

La cote e mesure la distance entre le bord de la bobine HT et la paroi voisine de la cuve.

Lors de la construction et les essais des appareils, on s'inspirera des normes belges N.B.N. 186 et 223.

==============================

# CHAPITRE IV

## PROJET D'UN TRANSFORMATEUR

### 1. METHODES DE CALCUL :

Généralement, les éléments suivants sont imposés:

- la puissance apparente de l'appareil
- les tensions primaire et secondaire
- les couplages primaire et secondaire
- la fréquence du réseau
- la rigidité diélectrique
- les échauffements maxima
- les pertes maxima
- la tension de court-circuit

Remarque: Pour définir un transformateur, on indique les tensions primaire et secondaire à vide

En pratique, on ne calcule pas un transformateur sans se baser sur des appareils préexistants, on dispose par exemple d'une série de circuits magnétiques et de cuves de dimensions croissantes.

Si l'on ne dispose pas de ces derniers éléments l'on peut choisir par tâtonnement le diamètre du noyau magnétique. Si l'appareil est triphasé, la formule déjà énoncée donne le diamètre en centimètres :

$$D = (4,6 \text{ à } 4,9) \sqrt[4]{P_{kVA}}$$

où D représente le diamètre circonscrit du noyau.

La formule suivante peut aussi être utilisée :

$$D = \sqrt[3]{\frac{U_1 \, I_1 10^4}{1,75 \, B_n \, f \, f_{fer} \, \frac{2 \, N_1 I_1}{h_n} \, \frac{h_n}{D}}}$$

$U_1$ et $I_1$ sont relatifs à une phase

$f_{fer}$ représente le facteur de remplissage du fer du noyau

$\frac{N_1 I_1}{h_n}$ représente le nombre d'ampères-tours par cm de noyau

$\frac{h_n}{D}$ représente le rapport entre la hauteur du noyau et son diamètre

En pratique, pour les transformateurs de 5 à 500 kVA

$\frac{N_1 I_1}{h_n}$ varie de 100 à 400 AT/cm et le

rapport $\frac{h_n}{D}$ varie de 2 à 3

La détermination du circuit magnétique permet d'établir un avant-projet de bobinage qui doit être soumis à vérification en ce qui concerne les échauffements, chutes de tension, etc ...

L'avant-projet doit être mené jusqu'au bout afin de permettre l'ajustement de nouvelles caractéristiques qui aboutiront au projet final.

Il s'agit donc d'une méthode par approximation successive .

## 2. EXEMPLE :

Calcul d'un transformateur triphasé 20 kVA 50 Hz
1270/220 volts (en charge)

La tension secondaire à vide sera de 1,05 . 220 = 231 V

Couplage triangle-triangle : $e_{cc} = 4\%$

Echauffements maxima: huile 60°
Cuivre 70°
Fer 70°

Température ambiante : 25°

Rigidité : 2 U + 1000 V

On dispose de tôles ordinaires 1,3 W/kg pour 1 Wéber/m$^2$

Le transformateur à calculer doit être ramené à un appareil couplage étoile-étoile et l'on procèdera au calcul d'une phase HT et d'une phase BT de l'appareil étoile-étoile de puissance équivalente.

L'appareil étoile-étoile de même puissance serait alimenté au primaire par un réseau 2200 V entre phases et débiterait au secondaire une tension de $231\sqrt{3} = 400$ V (figure 55).

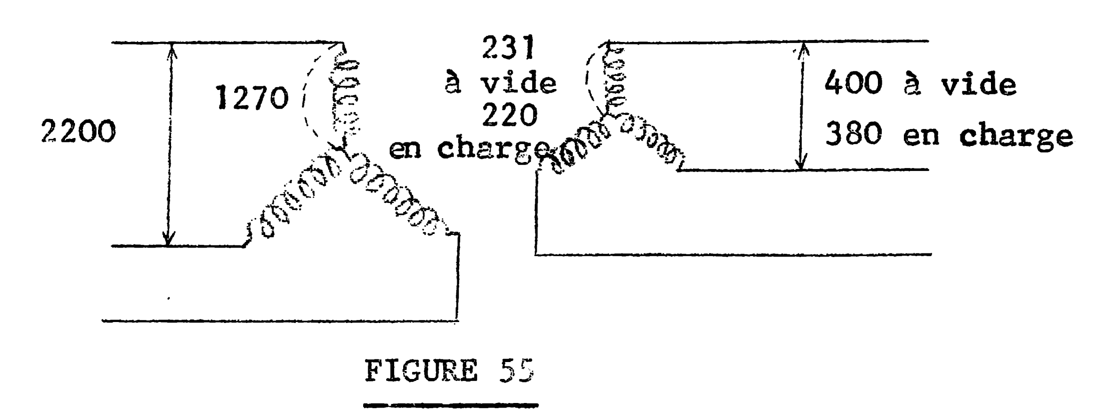



FIGURE 55

Le courant primaire vaut en supposant un rendement de 95%:

$$I_1 = \frac{20000}{0,95\sqrt{3}\ 2200} = 5,5\ A$$

La tension par phase au primaire est : $\frac{2200}{\sqrt{3}} = 1270$ Volts

Le courant secondaire par phase vaut : $\frac{20000}{\sqrt{3}.\ 380} = 30,4$ A

## DETERMINATION DU CIRCUIT MAGNETIQUE (x)

$$D = 4,8\ \sqrt[4]{20} = 10,2\ cm$$

Adoptons 0,8 comme coefficient de remplissage

Section nette du noyau : $\frac{\pi D^2}{4} . 0,8 = 65\ cm^2$

Adoptons une hauteur du noyau $h_n$ égale à 3 D soit 31,5 cm

Adoptons pour section de culasse $S_c = 1,4\ S_n = 90\ cm^2$

(x) Il est commode d'utiliser le cm comme unité de longueur sauf lorsqu'il s'agira de faire des calculs relatifs au flux ou à l'induction.

## CALCUL DU BOBINAGE D'UNE PHASE

Admettons provisoirement une induction maximum de 1,4 $Wb/m^2$

La tension par spire vaut : $\sqrt{2}\ \pi\ f\ \Phi_m$

$$\text{soit } 4{,}44.50.(65.10^{-4}).1{,}4 = 2{,}02 \text{ Volts}$$

Le nombre de spires au primaire vaut: $\frac{1270}{2{,}02} = 630$ spires

Le nombre de spires au secondaire doit être calculé à partir de la tension à vide : 231 volts

$$N_2 = \frac{231}{2{,}02} = 114$$

Les sections de fils doivent être choisies en fonction des intensités et des densités de courant.

L'unité de longueur pour le diamètre des fils sera le mm.

Admettons au primaire une densité de 3,5 $A/mm^2$ et au secondaire une densité de 2,5 $A/mm^2$. Cette dernière est plus faible car l'enroulement intérieur est moins refroidi que l'enroulement extérieur.

Section du primaire : $\frac{I_1}{J_1} = \frac{5{,}5}{3{,}5} = 1{,}57\ mm^2$

Section du secondaire: $\frac{I_2}{J_2} = \frac{30{,}4}{2{,}5} = 12{,}2\ mm^2$

On choisira comme conducteurs des sections normalisées :

Primaire : fil rond 1,4/1,6 mm $s_1 = 1{,}54\ mm^2$ $J_1 = 3{,}57$

Secondaire:fil méplat 5 × 2,5/ 5,3 × 2,8 $s_2 = 12\ mm^2$ $J_2 = 2{,}53$

Les angles du conducteur méplat sont arrondis, ce type de conducteur est choisi en raison des fortes intensités, pour réduire les pertes supplémentaires et faciliter le travail mécanique du bobinage.

On choisit le type de bobinage le plus simple : enroulement concentrique simple en couches en raison des faibles tensions.

La hauteur d'un noyau est de 31,5 cm.

Laissons une distance de 3 cm entre la spire extrême du bobinage et la face voisine de la culasse.

La hauteur du bobinage est alors de : 31,5 - 2 × 3 = 25,5cm

Admettons qu'il y ait entre spires un jeu égal au dixième du diamètre du fil.

Il en résulte qu'il y a : $\frac{255}{1,1 \times 1,6}$ = 145 spires par couche

Le nombre de couches est de : $\frac{630}{145} = 4,3$

Le nombre de spires par couche du secondaire se calcule de la même façon :

$$\frac{255}{1,1 \times 5,3} = 44$$

Il faut donc : $\frac{114}{44} = 2,6$ couches au secondaire.

Il faut retoucher les calculs pour obtenir un nombre entier de couches au secondaire.

Admettons 42 spires par couche et 3 couches au secondaire:

$$N_2 = 42 \times 3 = 126 \text{ spires}$$

$$N_1 \text{ vaudra : } 630 \times \frac{126}{114} = 698$$

car le rapport $\frac{N_2}{N_1}$ doit rester constant.

Le primaire sera composé de 5 couches de 140 spires sauf pour la couche extrême où deux tours de ficelle remplaceront deux spires.

La tension par spire vaut alors : $2,02 \times \frac{114}{126} = 1,82$ volt

L'induction maximum $B_n$ ne vaut plus que $1,4 \times \frac{114}{126} = 1,27$ Wb/m$^2$

EPAISSEUR DES BOBINAGES

a) Calcul de $d_1$

Plaçons une feuille de papier de 0,5 mm entre chaque couche et prévoyons une majoration d'épaisseur de 10%

$$d_1 = 1,1\ (5 \times 1,6 + 4 \times 0,5) = 11 \text{ mm}$$

b) Calcul de $d_2$

$$d_2 = 1,1\ (3 \times 2,8 + 2 \times 0,5) = 10,4 \text{ mm} \simeq 11 \text{ mm}$$

On placera entre primaire et secondaire un tube en papier bakélisé de 6 mm et on ne prévoit pas de circulation d'huile vu la faible puissance:

d : 6 mm

Le diamètre intérieur du bobinage BT, $D_{i2}$ vaut le diamètre du noyau puis une couche de 3 mm de papier enroulée sur le noyau plus un intervalle d'huile de 3,5 mm :

$$D_{i2} = 102 + 2(3 + 3,5) = 115 \text{ mm}$$

Le diamètre extérieur BT : $D_{e2} = 115 + 2 \times 11 = 137$ mm

Le diamètre moyen BT $= \dfrac{115 + 137}{2} = 126$ mm

Le diamètre intérieur HT = 137 + 2 × 6 = 149 mm

Le diamètre extérieur HT = 149 + 2 × 11 = 171 mm

Le diamètre moyen HT $= \dfrac{171 + 149}{2} = 160$ mm

## LONGUEUR MOYENNE DES SPIRES

$$l_{1m} = \pi \times 160 = 502 \text{ mm}$$

$$l_{2m} = \pi \times 126 = 396 \text{ mm}$$

$$l_m = \frac{502 + 396}{2} = 449 \text{ mm}$$

## POIDS DU CIRCUIT MAGNETIQUE

Admettons une distance entre colonnes de 39 mm.

La distance d'axe en axe des noyaux vaut : 171 + 39 = 210 mm

La longueur de la culasse peut être estimée de la façon suivante : deux fois la distance d'axe en axe des noyaux augmentée de la largeur maximum des tôles du noyau soit :

$$2 \times 210 + 90 = 510 \text{ mm}$$

Poids des trois noyaux de 65 $cm^2$, hauts de 31,5 cm :

$$G_n = 3 \times 0,65 \times 3,15 \times 7,5 = 46 \text{ kg}$$

Poids des deux culasses de 90 $cm^2$:

$$G_c = 2 \times 0,9 \times 5,1 \times 7,5 = 69 \text{ kg}$$

Poids total : 46 + 69 = 115 kg

## PERTES DANS LE FÈR

$$P_{fer} = k_1\ k_2\ P_o\ k_f[G_n + G_c(\frac{S_n}{S_c})^2]B_n^2$$

$k_1$ vaut 1,13 pour $B_n = 1,3\ Wb/m^2$

$k_1$ vaut 1 pour $B_c = 0,9\ Wb/m^2$

$$k_{1\ moyen} = 1,06$$

$k_2$ vaut 1,05 pour des tôles de 90 mm

$k_f$ vaut 1

$P_o$ vaut 1,3 W/kg

$$P_{fer} = 1,06 \times 1,05 \times 1,3[46 + 69(\frac{65}{90})^2]1,27^2$$

$$= 192\ W$$

## POIDS DU CUIVRE

$$G_{Cu1} = 3 \times 5,02\ (1,54 \times 10^{-4})\ 698 \times 8,8 = 14,3\ kg$$

$$G_{Cu2} = 3 \times 3,96\ (12 \times 10^{-4})\ 126 \times 8,8 = 15,8\ kg$$

Poids total 30,1 kg

## PERTES DANS LE CUIVRE

$$P_{Cu1} = k_{1c} \times 2,5\ (3,57)^2\ 14,3 = k_{1c} \times 455$$

$$P_{Cu2} = k_{2c} \times 2,5\ (2,53)^2\ 15,8 = k_{2c} \times 255$$

Calcul des coefficients: $k_{1c}$ et $k_{2c}$

a) $k_{1c}$ $\lambda = e\sqrt{\frac{a}{h_b}} = 0,14\sqrt{\frac{140 \times 0,14}{25,5}} = 0,123$

$m = 5$

$$k_{1c} = 1 + \frac{m^2 - 1}{15}\lambda^4 \cong 1$$

b) $\underline{k_{2c}}$

$$\lambda = 0,25 \sqrt{\frac{42 \times 0,5}{25,5}} = 0,225$$

$$m = 3$$

$$k_{2c} = 1 + \frac{9 - 1}{9} \lambda^4 = 1,02 \cong 1$$

D'où $P_{Cu1} = 455$ Watts

$P_{Cu2} = 255$ Watts

---

$P_{Cu} = 710$ Watts $= 0,710$ kW

## CALCUL DES CHUTES DE TENSION

Chute ohmique : $e_{r\%} = \frac{P_{Cu} \text{ en kW}}{P_{kVA}} 100 = \frac{0,71}{20} 100 = 3,55\%$

Chute inductive:

$$e_{x\%} = \frac{8\times10^{-4}\ f\ N_1\ I_1\ k\ l_m\ (d + \frac{d_1 + d_2}{3})}{e\ h_b}$$

$$k \text{ vaut } \frac{h_b}{h_b + \frac{d + d_1 + d_2}{3}} = \frac{255}{255 + \frac{28}{3}} = 0,965$$

$$e_{x\%} = \frac{8\times10^{-4}\times50\times698\times5,5\times0,965\times0,449(0,006 + \frac{0,022}{3})}{1,82 \times 0,255}$$

$e_{x\%} = 1,9\%$

La tension de court-circuit exprimée en % de la tension nominale $e_{cc\%}$ vaut:

$$e_{cc\%} = \sqrt{e_{r\%}^2 + e_{x\%}^2} = 4,02\%$$

## CALCUL DES ECHAUFFEMENTS

a) Echauffement du cuivre par rapport à l'huile

On se rappelle que la chute de température interne est estimée à 25% de l'écart de température entre le cuivre et l'huile. Il n'y a pas de canaux horizontaux ni de canal entre les enroulements HT et BT.

On doit tenir compte uniquement de la surface latérale des bobinages. Le cylindre en bakélite entre les deux enroulements permet de supposer que les deux enroulements se refroidissent indépendamment l'un de l'autre.

Surface latérale des trois enroulements BT :

$$S_2 = 3\,\pi\,D_{i2}\,h_b = 3\pi.0{,}115.0{,}255 = 0{,}276\ m^2$$

Surface latérale des trois enroulements HT :

$$S_1 = 3\,\pi\,D_{e1}\,h_b = 3\pi.0{,}171.0{,}255 = 0{,}41\ m^2$$

Admettons que le guipage en papier ait une épaisseur de 0,6 mm.

Le coefficient $\alpha$ calculé par interpolation vaut 96 :

$$\alpha = 96\ W/m^2/°C$$

Echauffement $\Delta\theta_1 = \dfrac{455}{0{,}41\times 96} = 11{,}5°$

Echauffement $\Delta\theta_2 = \dfrac{255}{0{,}276\times 96} = 9{,}65°$

Ces valeurs représentent les 3/4 de l'écart de température qui vaut donc au plus :

$$11{,}5 + \frac{1}{3}\,11{,}5 = 15{,}35$$ ce qui est satisfaisant

b) Echauffement fer-huile

La puissance absorbée par kg de noyau vaut :

$$k_1\,k_2\,P_o\,k_f\,B_n^2 = 1{,}13\times 1{,}05\times 1{,}3\times 1{,}27^2 = 2{,}48\ W/kg$$

. Le diamètre du noyau est de 10,2 cm ce qui donne :

$$E = L \cong 100 \text{ mm}$$

L'écart de température entre fer et huile vaut :

$$\Delta\theta_1 = 3 \times 2{,}48 = 7{,}4^\circ$$

$$\Delta\theta_2 = 4 \times 2{,}46 = 9{,}9^\circ$$

$$\Delta_{f,h} = \frac{\Delta\theta_1 . \Delta\theta_2}{\Delta\theta_1 + \Delta\theta_2} = 4{,}25^\circ$$

Cette valeur est admissible pour autant que l'échauffement de l'huile par rapport à l'air ne dépasse pas 60°.

c) Echauffement huile-air

Les pertes totales à évacuer valent : 710 + 192 = 902 W

Traçons les dimensions de la cuve (figure 56):

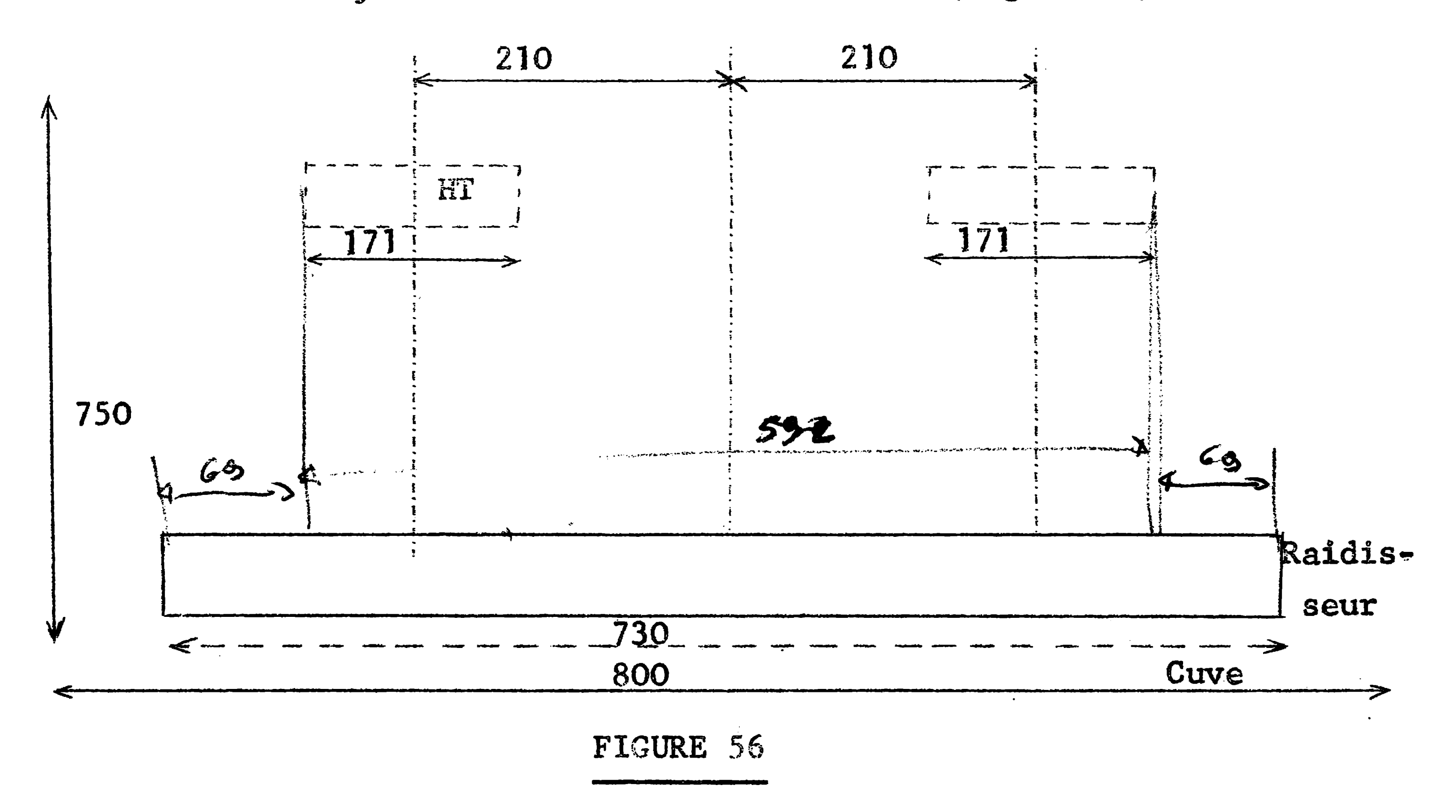



FIGURE 56

Choisissons une cuve longue de 800 mm, large de 260 et haute de 750 mm.

Les jeux entre raidisseurs et cuve, enroulement et cuve seront assez larges pour faciliter le démontage de l'appareil.

La surface du couvercle vaut : $0{,}8 \times 0{,}26 = 0{,}208\ m^2$

La surface latérale vaut : $2(0{,}8 + 0{,}26)0{,}75 = 1{,}59\ m^2$

Admettons que le coefficient d'évacuation du couvercle soit 10 Watts par $m^2$ et que celui de la surface latérale soit de $3{,}7 + 4{,}3 = 8$ Watts par $m^2$.

La température de l'huile sera supérieure à l'ambiance de $\Delta\theta$ :

$$\Delta\theta = \frac{\text{Pertes}}{0{,}208\times 10 + 1{,}59\times 8} = \frac{902}{14{,}8} \simeq 61°$$

L'échauffement est excessif.

Le rendement de l'appareil à pleine charge et sous $\cos\varphi = 0{,}8$ vaut :

$$\eta = \frac{20000 \times 0{,}8}{20000 \times 0{,}8 + 902} = 94{,}7\%$$

x

x x

## DEUXIEME APPROXIMATION

Cette deuxième approximation a pour but l'obtention d'un transformateur dont l'échauffement ne dépasserait pas les limites autorisées.

Pour réduire l'effet Joule, augmentons l'induction dans le noyau, ce qui entraînera une réduction de la longueur des spires sans trop influencer leur nombre.

Adoptons un diamètre de 94 mm.

Le coefficient $f_{r\ fer}$ sera plus faible :

$$0,85 \times 0,92 = 0,78$$

car la réduction du diamètre entraîne la réduction de ce coefficient.

La section nette du noyau : $\pi\ 0,78\ \frac{9,4^2}{4} = 54\ cm^2$

La hauteur du noyau est de: $3 \times 94 \cong 290$ mm

La section de la culasse est de : $1,4 \times 54 = 75,5\ cm^2$

Conservons la distance d'axe en axe des noyaux = 21 cm , la longueur de la culasse restera inchangée : 51 cm

La hauteur du bobinage sera de : $29 - 2 \times 3 = 23$ cm

Admettons une induction maximum de 1,5 Wéber/m$^2$, il en résultera une tension par spire de :

$$4,44 \times 50 \times \frac{54}{10^4} \times 1,5 = 1,8 \text{ Volt}$$

CALCUL DU BOBINAGE PAR PHASE

Nombre de spires au primaire : $\frac{1270}{1,8} = 705$ spires

Nombre de spires au secondaire : $\frac{231}{1,8} = 128$ spires

Pour réduire encore les pertes par effet Joule choisissons des sections un peu plus fortes.

Au secondaire, plaçons deux conducteurs en parallèle :

$3 \times 2,1\ //\ 3,3 \times 2,4$ (section nette 12 mm$^2$ en tenant compte des arrondis)

Nombre de spires par couche : $\frac{230}{1,1 \times 3,3} \cong 63$ spires

Plaçons deux couches, ce qui donne 126 spires.

L'induction maximum s'élève alors à : $\frac{128}{126} \times 1,5 = 1,53\ Wb/m^2$

La tension par spire vaut : $1,8\ \frac{128}{126} = 1,83$ volt

Comme fil HT utilisons un fil rond de 1,6 / 1,8 mm.

Le nombre de spires par couche vaut : $\frac{230}{1,1 \times 1,8} = 116$

Le nombre rectifié de spires HT est de : $705 \frac{126}{128} = 694$

On placera 6 couches moyennant la précaution de supprimer deux spires de la couche externe.

Les densités de courant seront respectivement de :

$$J_1 = \frac{5,5}{\pi \frac{1,6^2}{4}} = 2,75 \text{ A/mm}^2 \qquad s_1 = 2 \text{ mm}^2$$

$$J_2 = \frac{30,4}{12} = 2,53$$

EPAISSEUR DU BOBINAGE (x)

$$d_1 = 1,1\ (6 \times 1,8 + 5 \times 0,5) \cong 15 \text{ mm}$$

$$d_2 = 1,1\ (4 \times 2,4 + 0,5) \cong 11 \text{ mm}$$

d reste constant = 6 mm

DIAMETRE DES BOBINAGES

$$D_{i2} = 94 + 2(4 + 4) = 110 \text{ mm}$$

$$D_{e2} = 110 + 2 \times 11 = 132 \text{ mm}$$

$$\text{Diamètre moyen BT} = \frac{110 + 132}{2} = 121 \text{ mm}$$

$$D_{i1} = 132 + 2 \times 6 = 144 \text{ mm}$$

$$D_{e1} = 144 + 2 \times 15 = 174 \text{ mm}$$

$$\text{Diamètre moyen HT} = \frac{174 + 144}{2} = 159 \text{ mm}$$

(x) en raison du diamètre très faible, la distance entre fer et enroulement a été un peu accrue.

Longueurs moyennes des spires :

$$l_{1m} = \pi \times 15,9 = 50 \text{ cm}$$

$$l_{2m} = \pi \times 12,1 = 38 \text{ cm}$$

$$l_m = \frac{50 + 38}{2} = 44 \text{ cm}$$

POIDS DU FER - PERTES DANS LE FER

$$G_n = 3 \times 0,54 \times 2,9 \times 7,5 = 35 \text{ kg}$$

$$G_c = 2 \times 0,755 \times 5,1 \times 7,5 = 58 \text{ kg}$$

Total 93 kg

$k_1$ vaut 1,25 dans le noyau et 1,06 dans la culasse, ce qui donne 1,15 en moyenne.

Pertes dans le fer :

$$P_{fer} = 1,15 \times 1,05 \times 1,3 \left[35 + 58\left(\frac{1}{1,4}\right)^2\right]1,53^2$$

$$= 235 \text{ W}$$

POIDS DU CUIVRE ET PERTES PAR EFFET JOULE

$$G_{Cu1} = 3 \times 5 \times 0,0002 \times 694 \times 8,8 \cong 18,3 \text{ kg}$$

$$G_{Cu2} = 3 \times 3,8 \times 0,0012 \times 126 \times 8,8 \cong 15,2 \text{ kg}$$

Total 33,5 kg

$k_{1c} \cong 1$ comme dans le calcul précédent

$k_{2c}$ vaut :

$$\lambda = 0,42\sqrt{\frac{63 \times 0,3}{23}} = 0,378$$

et $m = 2$ $e = 2 \times 0,21 = 0,42$

d'où : $k_{2c} = 1 + \frac{m^2-1}{9} \lambda^4$

$k_{2c} = 1 + \frac{3}{9} \times 0{,}378^4 = 1{,}007 \cong 1$

$P_{Cu1} = 2{,}5 \times 2{,}75^2 \times 18{,}3 = 345$ W

$P_{Cu2} = 2{,}5 \times 2{,}53^2 \times 15{,}2 = 245$ W

590 W

$$e_{r\%} = \frac{100 \times 0{,}590}{20} = 2{,}95\%$$

$$e_{x\%} = \frac{8 \times 10^{-4}\ f\ N\ I\ k\ 1_m\ (d + \frac{d_1 + d_2}{3})}{e\ h_b}$$

$$k = \frac{230}{230 + \frac{6 + 11 + 15}{3}} = 0{,}956$$

$$e_{x\%} = \frac{8 \times 10^{-4} \times 50 \times 694 \times 5{,}5 \times 0{,}956 \times 0{,}44 (0{,}006 + 0{,}0087)}{1{,}83 \times 0{,}23}$$

$= 2{,}27\%$

La valeur de $e_{cc\%}$ vaut :

$$e_{cc\%} = \sqrt{2{,}95^2 + 2{,}27^2} = 3{,}72\%$$

La chute de tension à pleine charge pour cos φ= 0,8 (sin φ= 0,6) vaut :

$$2{,}95 \times 0{,}8 + 2{,}27 \times 0{,}6 + \frac{(2{,}95 \times 0{,}6 - 2{,}27 \times 0{,}8)^2}{200}$$

soit 3,72%

## CALCUL DES ECHAUFFEMENTS

a) Echauffement cuivre-huile

Surface intérieure de l'enroulement BT :

$3\ \pi\ 0{,}11 \times 0{,}23 = 0{,}239\ m^2$

Surface extérieure de l'enroulement HT :

$$3\,\pi\,0{,}174 \times 0{,}23 = 0{,}377\ m^2$$

Ecart de température entre les conducteurs et l'huile :

$$\Delta\theta_1 = \frac{345}{96 \times 0{,}377} = 9{,}55C$$

$$\Delta\theta_2 = \frac{245}{96 \times 0{,}239} = 10{,}7°C$$

La chute de température entre le point chaud du cuivre et l'huile vaut :

$$\frac{4}{3} \cdot 10{,}7 = 14{,}2$$ ce qui est admissible

b) <u>Echauffement du fer par rapport à l'huile</u>

La perte en Watts par kg de noyau vaut :

$$1{,}25 \times 1{,}04 \times 1{,}3 \times 1{,}53^2 = 3{,}95\ W$$

Soit 100 mm la dimension des tôles les plus larges :

$$\Delta\theta_1 = 3 \times 3{,}95 = 11{,}85°C$$

$$\Delta\theta_2 = 4 \times 3{,}95 = 15{,}8\ °C$$

$$\Delta\theta_{f,h} = \frac{11{,}8 \times 15{,}8}{11{,}8 + 15{,}8} = 6{,}8°C$$

c) <u>Echauffement de l'huile par rapport à l'ambiance</u>

Adoptons les mêmes dimensions de la cuve.

Les pertes totales s'élèvent à : 590 + 235 = 825 Watts

L'échauffement de l'huile vaut :

$$\frac{825}{0{,}208 \times 10 + 1{,}59 \times 8} = 56°$$

## CALCUL DU COURANT A VIDE

Relevons les valeurs suivantes sur la courbe d'aimantation des tôles :

$H = 200$ AT/m $\qquad B = 1{,}09$ Wb/m$^2$

$H = 1500$ AT/m $\qquad B = 1{,}53$ Wb/m$^2$

a) Calcul du courant magnétisant : $I_{o\ dw}$

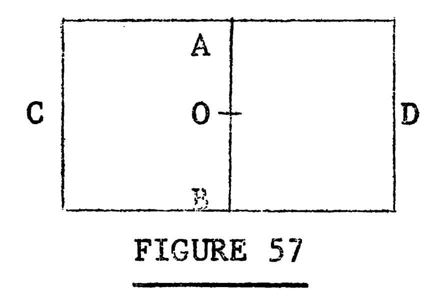



FIGURE 57

Les ampères-tours nécessaires valent :

1) dans le segment BOA : un noyau de 0,29 m et deux joints de 0,001cm qui exigent

$$0{,}29 \times 1500 + \frac{2 \times 0{,}001}{100} \times \frac{1{,}53}{4\ \pi} \times 10^7 = 460 \text{ AT}$$

2) dans le segment BCA : une longueur de 0,29 m de noyau, une longueur de 0,51 m de culasse , 4 joints de culasse, 2 joints de noyau exigent :

$$0{,}29 \times 1500 + 0{,}51 \times 200 + \frac{4 \times 0{,}001}{100} \times \frac{1{,}09}{4\ \pi} \times 10^7 + \frac{2 \times 0{,}001}{100} \times \frac{1{,}53}{4\ \pi} \times 10^7 \simeq 600$$

3) dans le segment BDA : il faut de même 600 AT

$$\text{Moyenne des ampères-tours : } \frac{600 + 460 + 600}{3} = 555 \text{ AT}$$

$$I_{o\ dw} = \frac{555}{\sqrt{2}\ N_1} = \frac{555}{\sqrt{2}\ 694} = 0{,}565\text{A}$$

b) Calcul du courant watté : $I_{o\,w}$

Somme des pertes à vide : $P_{fer} + P_{Cu,o}$

$$P_{Cu,o} = 3 \times r_1 \times I_o^2 \simeq 3\, r_1\, I_{o\,dw}^2 = 3\, r_1 \times 0{,}565^2$$

D'autre part les pertes dans le cuivre au primaire à pleine charge $P_{Cu1}$ valent 345 W ce qui permet de déduire $r_1$ :

$$3\, r_1\, I_1^2 = 3\, r_1 \times 5{,}5^2 = 345 \text{ W}$$

$$\text{d'où : } 3\, r_1 = \frac{345}{5{,}5^2} = 11{,}45 \text{ et } \quad r_1 = 3{,}82 \text{ ohms}$$

$$P_{Cu,o} = 11{,}45 \times 0{,}565^2 = 4 \text{ Watts}$$

$P_{fer} + P_{Cu,o} = 235 + 4 = 239$ Watts ce qui donne par phase : $\frac{239}{3}$ et

$$I_{o\,w} = \frac{\frac{239}{3}}{1270} = 0{,}06$$

Le courant à vide $I_o$ vaut :

$$I_o = \sqrt{0{,}565^2 + 0{,}06^2} = 0{,}565\text{A}$$

CALCUL DES EFFORTS ELECTRODYNAMIQUES DE COURT-CIRCUIT

$$F_{r\,max} = \frac{2150\, P_{kVA}}{f\, e_{cc\%}(d + \frac{d_1 + d_2}{3})}$$

$$F_{r\,max} = \frac{2150 \times 20}{50 \times 3{,}72(0{,}006 + \frac{0{,}026}{3})}$$

$$F_{r\,max} = 15800 \text{ kg}$$

Le taux de travail du cuivre vaut :

$$\frac{15800}{2\pi\ N_1\ s_1} = \frac{15800}{2\pi \times 694 \times 2} = 1,81\ kg/mm^2$$

L'effort axial vaut :

$$\frac{F_r}{2} \times \frac{d + \frac{d_1 + d_2}{3}}{h_b}$$

soit :

$$\frac{15800}{2} \times \frac{0,006 + \frac{0,026}{3}}{0,23} = 505\ kg$$

x

x x

AUTRE EXEMPLE

Transformateur de fabrication récente (1961) fourni à la S.N.C.B. par Willem Smit à Nimègue.

Puissance : 315 kVA

Couplage triangle-étoile $\frac{6000}{220}$ volts à vide $\frac{6000}{231}$

Tôles hipersil $I_1 = 32$ A $I_2 = 830$ A

$B_n = 1,62$

Section noyau : 183,24 $cm^2$

Section culasse: 184,25 $cm^2$

Nombre de spires : $N_1 = 900$ $N_2 = 20$

Sections $s_1 = 8,04\ mm^2$ $s_2 = 223,5\ mm^2$

$J_1 = 4$ $J_2 = 3,7$

$P_{Cu} = 4235$ Watts $P_{fer} = 734$ Watts

$e_{cc\%} = 4,08\%$

$\Delta\theta_{huile}$ : 39°C

$\Delta\theta_{Cu\ HT}$ : 46,6°C

$\Delta\theta_{Cu\ BT}$ : 50,9°C

L'appareil est donc largement dimensionné.

x

x x

COURBE D'INDUCTION DES TOLES HIPERSIL

Courbe d'induction des tôles hipersil 3-5%· Si à cristaux orientés à utiliser dans le sens du laminage.

| AT/m | B |
|---|---|
| 250 | 1,5 |
| 500 | 1,62 |
| 1000 | 1,7 |
| 2000 | 1,78 |
| 3000 | 1,80 |

x

x x

REFERENCE : Cours de Monsieur David de l'Ecole Supérieure d'Electricité à Paris, Méthodes Générales de Calcul, 1ère partie, page 17.

==========================

# ANNEXE 1.

## TABLEAU DES PERTES EN FONCTION DE LA PUISSANCE.

Document A C E C

| Puissance apparente | P fer Watts | P cu Watts | P fer Watts | P cu Watts |
|---|---|---|---|---|
| KVA | réduit | | extra réduit | |
| 125 | 480 | 1830 | 420 | 1600 |
| 160 | 580 | 2200 | 505 | 1900 |
| 200 | 690 | 2620 | 620 | 2360 |
| 250 | 830 | 3150 | 720 | 2740 |
| 315 | 1010 | 3840 | 880 | 3350 |
| 400 | 1210 | 4650 | 1060 | 4050 |
| 500 | 1500 | 5950 | 1300 | 5200 |
| 630 | 1800 | 7250 | 1550 | 6250 |
| 800 | 2000 | 9200 | 1700 | 8100 |
| 1000 | 2275 | 10800 | 1900 | 9800 |

Les colonnes 2 et 3 seront relatives aux pertes des transformateurs de la série E: Pertes fer et cuivre réduites.

Les colonnes 4 et 5 seront relatives aux pertes des transformateurs de la série H: Pertes fer et cuivre extra réduites.

# ANNEXE 2.

## COURBE D'ECHAUFFEMENT D'UN TRANSFORMATEUR 315 KVA

| Temps | Température | Température ambiante | $\Delta\theta$ |
|---|---|---|---|
| 0 | 10° | 10° | 0 |
| 30' | 26° | 10 | 16 |
| 60' | 32 | 10 | 22° |
| 90' | 36 | 10 | 26° |
| 120' | 39 | 10 | 29 |
| 150' | 42 | 10 | 32 |
| 180' | 43 | 10 | 33 |
| 210' | 44,5 | 10 | 34,5 |
| 240' | 46 | 10 | 36 |
| 270' | 47 | 10 | 37 |
| 300' | 48 | 10 | 38 |
| 330 | 48,5 | 10 | 38,5 |
| 360 | 49,75 | 10 | 39,75 |
| 390 | 50 | 10 | 40 |
| 420 | 50,25 | 10 | 40,25 |

# A N N E X E 3.

## Fils et conducteurs utilisés pour le bobinage des transformateurs.

### A. transformateurs < 1000 KVA

Fils ronds: fils formacec isolés à l'émail
Diamètre nu croissant de 0,1 en 0,1 mm
depuis 0,4 à 1,8 mm

Fils ronds isolés au papier :

Diamètre nu croissant de 0,1 en 0,1 mm de 1,8 à 3,5 mm

Fils méplats : 5 x 2 à 18 x 3,3 mm
Echelonnement des profils :

| | | |
|---|---|---|
| En largeur | de 0,5 en 0,5 mm | de 5 à 10 mm |
| | de 1 en 1 mm | de 10 à 15 mm |
| | de 1,5 en 1,5 mm | de 15 à 18 mm |

En épaisseur de 0,1 en 0,1 mm de 2 à 3,3 mm

### B. transformateurs de puissance comprise entre 1000 et 10000 KVA

Mêmes méplats que ceux de la catégorie précédente.

### C. transformateurs > 10000 KVA

Méplats très petits en parallèle de 2,8 x 2 à 6,3 x 3,9
La variation en largeur s'étale de 2,8 à 4 mm pendant que l'épaisseur varie de 2 à 2,9 mm.

La variation en largeur s'étend de 4 à 6,3 tandis que l'épaisseur croît de 3 à 3,9 mm.

# E P A I S S E U R   D E S   I S O L A N T S.

## 1) Fils ronds

| | | |
|---|---|---|
| émail | 0,07 mm en diamètre | |
| papier | 0,2 mm pour diamètre nu | $< 2,7$ |
| " | 0,3 mm pour " nu | $< 3,5$ |

Guipage en soie de verre

| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| 0,12 mm | fil | rond | de | 0,4 à | 1,2 mm |
| 0,15 mm | " | " | " | 1,30 à | 2,1 mm |
| 0,25 mm | " | " | " | 2,2 à | 2,5 mm |
| 0,31 mm | " | " | " | 2,6 à | 2,8 mm |
| 0,35 mm | " | " | " | 2,9 à | 3,2 mm |
| 0,40 mm | " | " | " | 3,3 à | 3,5 mm |

## 2) Fils méplats

| | | |
|---|---|---|
| $U < 25$ KV | papier | 0,25 mm |
| 25 KV $< U < 69$ KV | " | 0,40 mm |
| 69 KV $< U < 115$ KV | " | 0,50 mm |

# ANNEXE 4.

## NOUVELLE CONSTRUCTION.

La société Brown Boveri a mis sur le marché des transformateurs d'une construction nouvelle.

La nouvelle série est caractérisée par le fait que les axes des trois noyaux ne sont plus disposés dans un même plan, mais forment les sommets d'un triangle équilatéral.

Le but recherché est évidemment d'obtenir une meilleure utilisation des tôles des culasses, ce qui permet de réduire dans une certaine mesure le volume des culasses et les pertes magnétiques.

L'encombrement total des transformateurs est réduit.

La fig. 58 montre la disposition des noyaux.

La fig. 59 la disposition d'une culasse.

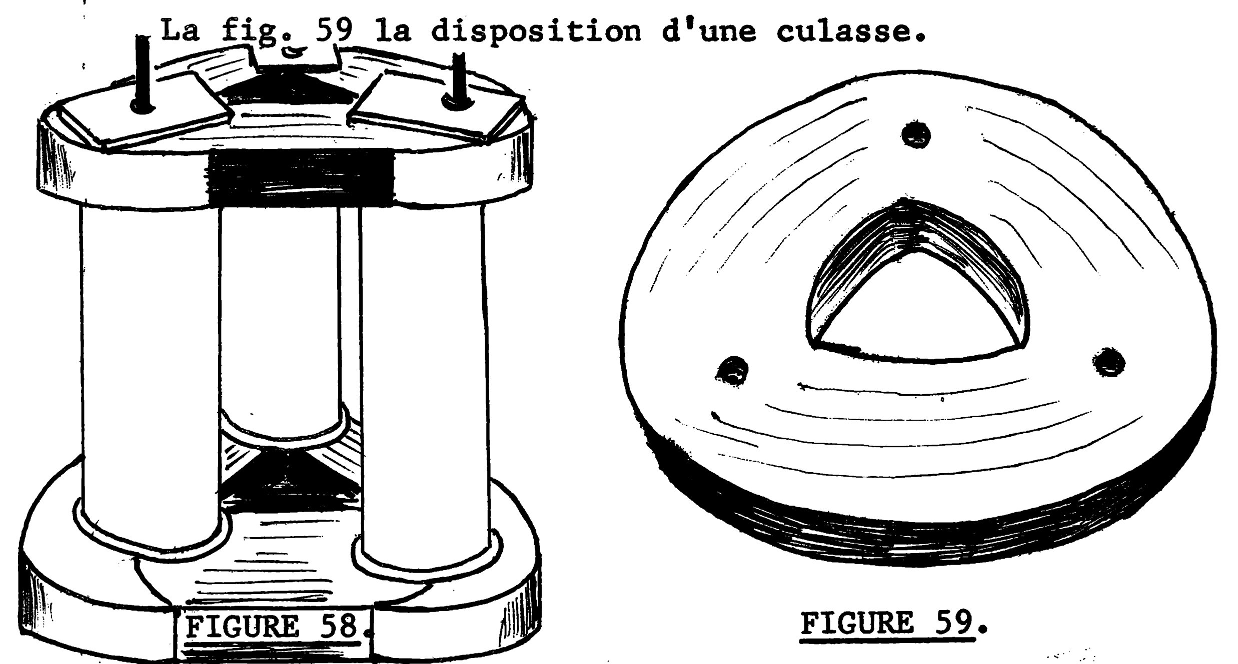


FIGURE 58. FIGURE 59.

Les noyaux se présentent, en outre, sous une forme particulière.

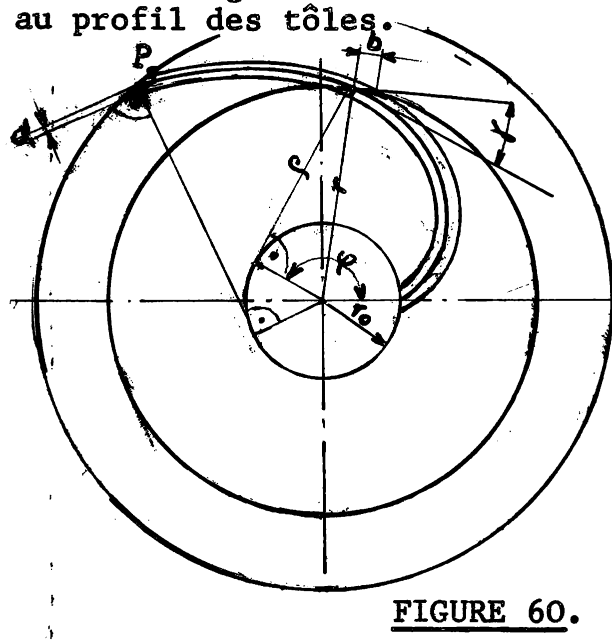
Les tôles constitutives d'un noyau sont toutes identiques, elles ont la forme d'une développante de cercle.

Le meilleur remplissage du volume du noyau réduit un peu la longueur des conducteurs et donc l'effet Joule, ce qui est favorable au rendement.

La développante de cercle est la courbe décrite par l'extrémité d'un fil déroulé en position tendue alors que

la partie restante du fil est enroulée sur une circonférence de cercle.

La figure 60 montre le croquis de principe, relatif au profil des tôles.




P= point quelconque d'une courbe
$r_o$= rayon intérieur du noyau
$r_a$= rayon extérieur du noyau
d= épaisseur de la tôle
b= arc de cercle intercepté par une tôle
φ= angle de déroulement du fil

FIGURE 60.

Les tôles peuvent être mises en forme par simple enroulement sur un mandrin. Durant cette opération on doit déformer les tôles en les soumettant à une contrainte dépassant sa limite d'élasticité (30 kg/mm2) sans dépasser évidemment la limite de rupture 39 kg/mm$^2$.

Après mise en forme, les tôles sont assemblées, puis les tensions internes sont éliminées par un traitement thermique.

Les culasses sont constituées par une couronne confectionnée par une bande de largeur égale à la hauteur de la culasse, cette bande est enroulée sur un mandrin pour obtention de la dimension voulue. Après enroulement, l'on perce trois trous pour permettre la fixation des culasses par les tirants d'assemblage.

Les culasses subissent aussi un traitement thermique pour supprimer les tensions internes dans les tôles.

La jonction entre culasses et noyaux est effectuée par l'intermédiaire d'une couche isolante de très faible épaisseur, pour éviter la formation de courants de Foucault aux joints.

Mais l'intervention de cet entrefer entraine la production d'un courant magnétisant lorsque le transformateur est sous tension.

On comprend aisément que l'influence de cet entrefer est d'autant plus importante que l'appareil est plus petit.

En effet les AT nécessaires pour la poduction du flux dans un noyau et les segments de culasse adjacents valent:

$$\int \frac{B}{\mu} \, dl$$

Plus le transformateur est puissant, plus le terme $\int \frac{B}{\mu} dl$ devient important par rapport au terme $2 \frac{B}{\mu_0} \delta$ qui représente les AT dans l'entrefer de longeur $\delta$ entre noyau et culasse.

Pour un très gros transformateur, l'influence du terme $2 \frac{B}{\mu_0} \delta$ est faible.

En Suisse, les règles normales limitent le courant magnétisant à 5% du courant nominal ce qui limite à 200 KVA la puissance minimum du transformateur.

En France, une société concessionnaire des brevets B B C a construit des appareils dont la puissance minimum est de 16 KVA.

Bibliographie: Revue Brown Boveri juin 1962.